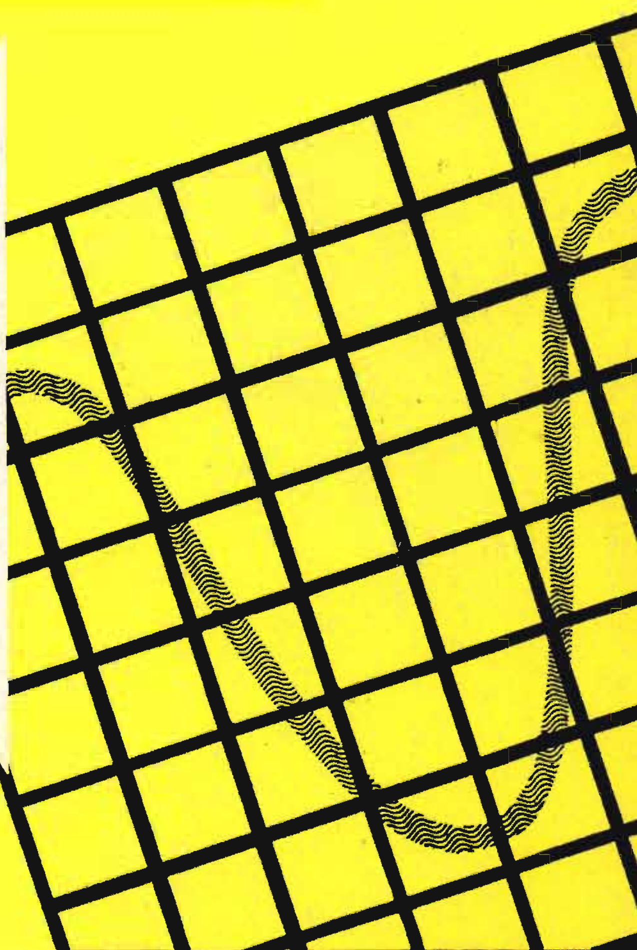
alta fedeltà

concezione
misure
realizzazione









EDIZIONI TECNICHE INTERNAZIONALI

ALTA FEDELTÀ

Concezione
Misure
Realizzazione

1960 Edizioni Tecniche Internazionali - Milano

Titolo originale dell'opera: *High Fidelity*

Traduzione di GRONDA SERGIO

Edizione originale inglese pubblicata da Gernsback Library, Inc. - New York

Introduzione

Gli amatori della bassa frequenza costituiscono un gruppo compatto. Tutti sono avvinti dall'ossessionante idea che il suono, una complessa combinazione di fantastiche onde sinusoidali, possa venire introdotto in complicati apparati elettro-meccanici per uscirne amplificato e assolutamente inalterato, tanto da non deludere l'ascoltatore che lo paragoni all'originale.

Allo scopo di raggiungere la meta prefissa si applicano con sorprendente tenacia allo studio ed alla sperimentazione di equalizzatori, amplificatori di varie dimensioni, circuiti già perfezionati (con o senza variazioni).

In pratica ottimi risultati sono stati ottenuti. Si può averne una conferma ascoltando un apparecchio usato solo una decina di anni fa ed un moderno complesso B. F. La differenza impressionerà tanto l'orecchio abituato quanto quello non esercitato.

Il miglioramento della qualità di riproduzione ha purtroppo portato un conseguente aumento del costo, e molti che desideravano possedere un ottimo apparecchio B. F. devono accontentarsi di apparecchi mediocri anche se la tecnica può offrirne di migliori.

Numerosi amatori preferiscono progettare, costruire e sperimentare propri apparecchi B. F. piuttosto che usare quelli disponibili commercialmente.

Se appartenete a questo gruppo, questo libro è proprio scritto per Voi.

Contiene una quantità quasi imbarazzante di informazioni che vi permetteranno di percorrere ed indugiare lungo un piacevole cammino attraverso progetti, prove, costruzioni di complessi B. F. Questi utili risultati e pratiche informazioni non devono tuttavia limitare il Vostro campo d'azione. Risultati ancora più soddisfacenti potranno essere ottenuti con combinazioni di amplificatori e altoparlanti migliori: un minor ronzio, una curva di risposta più perfezionata, o in breve, una più fedele, realistica e piacevole riproduzione tanto della parola che della musica.

La cosa potrebbe portarVi lontano, alla ricerca dell'amplificatore perfetto (se non siete già su questa strada, intraprendetela), trascorrendo molte ore serene nella ricerca e nello sviluppo.

Originariamente apparso sulla Rivista « Radio Electronics magazine » il materiale contenuto in questo volume rappresenta l'attuale esperienza di molti uomini, per i quali l'amplificazione B. F. costituisce il lavoro quotidiano o lo svago preferito. I nomi di questi collaboratori appaiono nell'indice. Siamo grati per il loro significativo contributo al campo della B. F., che ha reso possibile la compilazione di questo libro.

MARTIN CLIFFORD

Sommario

CONCEZIONE

MISURE

REALIZZAZIONE

Capitolo 1

Studio della controreazione

Prima di considerare un amplificatore nel suo insieme, è interessante osservare cosa avviene in un tubo radio quando è sottoposto ad un certo grado di controreazione.

Siano ad esempio le curve caratteristiche di un 6AQ5 (fig. 1), un pentodo di potenza capace di sviluppare da 3 a 4 watt.

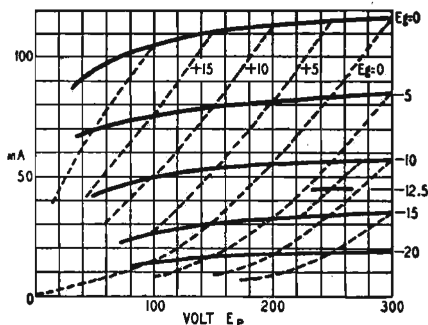


FIG. 1. - *La controreazione da placca a griglia trasforma le caratteristiche normali del* 6AQ5 (*tratti pieni*) *in quelle di un triodo* (*tratti punteggiati*).

Le condizioni di funzionamento sono le seguenti: Tensione placca E_p: 250 V; Tensione griglia E_g: — 12.5 V; Corrente placca I_p: 45 mA; Resistenza interna ρ: 50.000 Ω; Pendenza: circa 4 mA/V; Impedenza ottima Z_p: 5.000 Ω.

Consideriamo queste caratteristiche in presenza di controreazione. Per semplificare i calcoli supporremo di applicare alla griglia di comando una tensione di controreazione uguale ad 1/10 della variazione di tensione placca.

Prendiamo un primo punto sulla curva $E_g = 0$ V al suo incrocio con l'ordinata $E_p = 300$ V; portiamo poi la tensione di griglia a — 5 V. Dimi-

nuendo la tensione placca E_p di 50 V, si ottiene un secondo punto all'incrocio della curva $E_g = -5$ V e dell'ordinata $E_p = 300 - 50 = 250$ V. Poichè un decimo della variazione di tensione placca sarà uguale a $50/10 = 5$ V, la nuova tensione di griglia ottenuta sarà sempre uguale a 0 V.

Egualmente il punto della curva $E_g = -10$ V corrispondente all'ordinata $300 - 100 = 200$ V si trova sulla curva $E_g = 0$ V, essendo un decimo di 100 V uguale a 10 V.

Si può continuare con questo procedimento sino ad ottenere un numero sufficiente di punti per tracciare una famiglia di curve come quella della figura 1. A tratto pieno sono rappresentate le curve normali, a tratteggio quelle che si hanno in presenza di controreazione.

Le nuove curve così ottenute ricordano quelle di un triodo che presenti una resistenza interna di 2100 Ω per il punto di lavoro considerato.

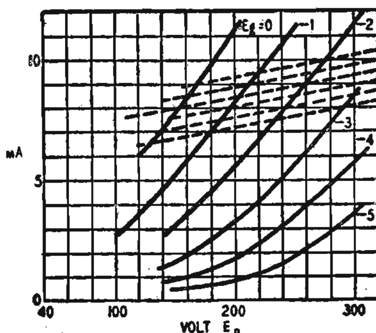


Fig. 2. - *La controreazione d'intensità trasforma le caratteristiche di un triodo (tratti pieni) in quelle di un pentodo (tratti punteggiati).*

Se il tubo fosse posto in una scatola ermeticamente chiusa, qualsiasi tecnico che rilevasse le sue caratteristiche penserebbe di aver a che fare con un triodo, con una sola differenza: la tensione placca di questo pseudo-triodo potrebbe essere abbassata a 50 V senza che appaia una corrente di griglia. Il limite corrispondente per un 6AQ5 montato in triodo (placca e schermo riuniti) sarebbe di circa 170 V.

I fenomeni messi in evidenza dalla figura 1 sono significativi: risulta che se si applica una controreazione ad un pentodo, questo presenta le medesime caratteristiche di un triodo, con il vantaggio che è possibile farlo lavorare ad un potenziale di griglia vicino a 0 V senza che venga influenzato dagli effetti della corrente di griglia. Questo fatto sembrerà sorprendente a molti tecnici fermamente convinti che in materia di bassa frequenza un pentodo non valga mai un triodo. Basterà però che diano un'occhiata alle curve per constatare che esse sono migliori di quelle di un triodo.

Questo effetto è reversibile, come ora vedremo. A questo scopo esaminiamo la figura 2, che rappresenta le curve caratteristiche di un triodo avente una resistenza interna di 20000 Ω ed un coefficiente di amplificazione di 50 circa.

Inserendo una resistenza di 2.000 Ω in serie col catodo, si provoca una variazione di corrente placca di 1 mA, che determina una controreazione di 2 V sulla griglia.

Le curve caratteristiche del tubo così montato sono notevolmente simili a quelle di un tubo di 105.000 Ω circa di resistenza interna, quindi molto vicine a quelle di un pentodo.

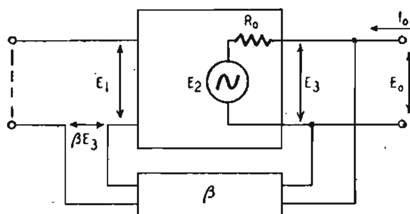


Fig. 3. - *Rete a controreazione di tensione per il calcolo dell'impedenza d'uscita.*

Questi due esempi relativi alla modifica delle caratteristiche di un tubo forniscono una base di partenza per lo studio della controreazione applicata ad un amplificatore.

Come principio un amplificatore può essere considerato un quadripolo racchiuso in una scatola; se la scatola non viene mai aperta non è possibile conoscere con certezza il numero di tubi amplificatori contenuti. Potrebbe essercene uno solo con una pendenza di 1 ampere per volt, ma come saperlo?...

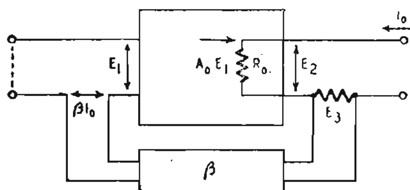


Fig. 4. - *Controreazione d'intensità.*

Esaminiamo l'amplificatore in generale. Lo schema della figura 3 permetterà di eseguire i calcoli relativi all'applicazione della controreazione ad un amplificatore. Supponiamo che l'entrata sia in corto circuito, e che l'uscita sia collegata ad un generatore di f.e.m. E_2. Quest'ultimo determina nell'amplificatore una corrente I_0.

L'amplificatore procura in assenza di carico un'amplificazione $E_2/E_1 = K_0$; la sua resistenza interna è uguale a R_0.

Il valore di K_0 considerato nei calcoli che seguiranno, è quello dell'amplificatore con uscita a circuito aperto. E' notevolmente superiore a quello ottenuto in funzionamento normale, quando l'uscita è sotto carico.

La differenza è di 6 dB circa con uno stadio d'uscita composto di triodi; è molto più importante con tetrodi o pentodi. L'impedenza della rete di controreazione sarà supposta di valore molto elevato, tale da non influire sulle impedenze proprie dell'amplificatore, anch'esse molto elevate.

Nel circuito d'uscita possiamo stabilire una prima equazione, ossia:

$$E_0 - E_2 = I_0 R_0 \qquad (1)$$

D'altra parte: $E_2 = K_0 E_1$ e, poichè in questo caso particolare, la sola tensione d'entrata è quella generata dalla rete di controreazione:

$$E_1 = \beta E_3 = -\beta E_0$$

poichè nel presente caso E_3 e E_0 hanno il medesimo valore assoluto ed E_3 è naturalmente di segno opposto a E_1. Si hanno quindi le seguenti eguaglianze:

$$E_2 = K_0 \cdot E_1$$
$$E_1 = -\beta E_0$$
$$E_2 = -K_0 \beta E_0$$
$$-E_2 = K_0 \beta E_0$$

Portando questi valori nell'equazione (1), si ottiene:

$$E_0 + K_0 \beta E_0 = I_0 R_0$$
$$E_0 (1 + K_0 \beta) = I_0 R_0$$

$$\frac{E_0 (1 + K_0 \beta)}{I_0 (1 + K_0 \beta)} = \frac{I_0 R_0}{I_0 (1 + K_0 \beta)}$$

o ancora

$$\frac{E_0}{I_0} = \frac{R_0}{1 + K_0 \beta} \qquad (2)$$

E_0/I_0 è l'impedenza dell'amplificatore rispetto al generatore. Se non si avesse controreazione ($\beta = 0$), questa impedenza sarebbe evidentemente uguale a R_0. In presenza di controreazione viene divisa dal termine $(1 + K_0 \beta)$.

Esaminiamo adesso il principio della controreazione d'intensità come è rappresentato in figura 4. In questo caso la tensione di controreazione reiniettata all'entrata non dipende più dalla tensione, ma dall'intensità della corrente che circola nel circuito d'uscita.

Onde semplificare i calcoli, supporremo che la resistenza ai terminali della quale è prelevata la tensione di controreazione sia di debole valore (come in precedenza abbiamo supposto elevata l'impedenza del circuito di controreazione). Per eseguire agevolmente i diversi calcoli seguenti, non parleremo più di tensioni ma di correnti.

Nelle condizioni della figura 4, con l'entrata in corto-circuito, si suppone che l'amplificatore abbia un coefficiente di trasferimento A; in conseguenza fornirà una corrente d'uscita $A_0 E_1$ per una tensione d'entrata E_1.

Se si fa circolare una corrente supplementare I_0, R_0 viene attraversata da una corrente uguale a $(I_0 + A_0 E_1)$.

Il circuito di controreazione (comprendente la resistenza ai terminali della quale è prelevata la tensione E_3) fornisce ai terminali d'uscita una tensione βI_0 che è reiniettata all'entrata dell'amplificatore, cioè $E_1 = \beta I_0$.

D'altra parte

$$E_2 = R_0 (I_0 + A_0 \beta I_0)$$

L'ammettenza d'entrata, inversa dell'impedenza, è I_0/E_2, ossia:

$$\frac{1}{R_0 (1 + A_0 \beta)} \quad \text{o} \quad \frac{1}{R_0} \times \frac{1}{(1 + A_0 \beta)}$$

In assenza di controreazione questo quoziente ha il valore di $1/R_0$ (poichè $\beta = 0$), e diminuisce quando viene applicata una tensione, essendo l'ammettenza d'entrata divisa dal termine $(1 + A_0\beta)$. In altre parole l'impedenza aumenta proporzionalmente a questo termine.

Va notato che nei due esempi citati, il fattore A_0 non è uguale a K_0 e che in conseguenza i calcoli relativi all'impedenza di uscita di un amplificatore devono essere condotti differentemente.

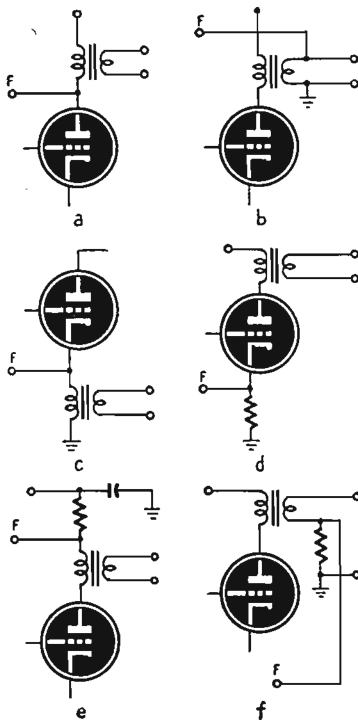


FIG. 5. - *Sei modi differenti di prelevare la tensione di controreazione F. - In* a, b *e* c *per la controreazione di tensione. - In* d, e *ed* f *per la controreazione d'intensità.*

Con una controreazione di tensione si utilizza la seguente equazione:

$$M = \frac{\mu R}{R + R_0}$$

per il calcolo dell'amplificazione dell'ultimo stadio.

Però per il fattore d'impedenza K_0, $M_0 = \mu$, e pertanto quando le resistenze del circuito di controreazione sono di valore sufficientemente elevato si può scrivere con maggior precisione:

$$M_0 = \frac{\mu R'}{R' + R_0}$$

dove R' è l'impedenza d'entrata della rete di controreazione; impedenza nella quale bisogna includere le perdite del trasformatore di uscita. Generalmente K_0 è circa tre volte superiore a K.

Utilizzando una reazione, il termine $(1 + K_0\beta)$ può essere inferiore all'unità, il che vuol dire che una reazione in tensione produce un aumento dell'impedenza d'uscita, mentre una reazione d'intensità produce l'effetto inverso. Combinando i due procedimenti è quindi possibile ottenere una impedenza di uscita elevata senza perdita d'amplificazione.

A titolo d'esempio, un piccolo amplificatore equipaggiato d'un 12AT7 che utilizza questo tipo di montaggio, presenterebbe al primario del trasformatore di uscita una impedenza di circa 5 MΩ, che sarebbe stata difficile ottenere con un pentodo. Un altro amplificatore che utilizza un pentodo, presenterebbe per un carico di 25 Ω una impedenza di uscita di 0,1 Ω. Questo risultato è ottenuto con l'utilizzazione combinata di una reazione d'intensità e d'una controreazione di tensione.

I montaggi usuali che permettono d'ottenere una controreazione (o reazione) d'intensità o di tensione sono riassunti dalla figura 5. F è la tensione di controreazione per ciascun caso; gli schemi *a, b, c,* sono concernenti la reazione o la controreazione di tensione, e quelli *d, e, f,* la reazione o controreazione d'intensità.

La tabella ricapitolativa indica, in funzione del risultato desiderato, dove deve essere applicata la tensione F: catodo (*k*) o griglia (*g*) degli stadi precedenti. Il segno + corrisponde ad una reazione, ed il segno — ad una controreazione.

Tabella ricapitolativa delle polarità per l'applicazione della reazione e della controreazione.

Numero degli stadi	*Montaggi della figura 5*			
	a	c	d	e
1	g —			g —
2	k — g +	g — k +	g — k +	k — g +
3	g — k +	k — g +	k — g +	g — k +
4	k — g +	g — k +	g — k +	k — g +

I montaggi *b* ed *f* dipendono dal senso di collegamento del trasformatore di uscita.

Per esempio, in un amplificatore a tre stadi, si ottiene una controreazione di intensità riunendo il catodo dell'ultimo tubo a quello del primo (circuito *d*), o la placca dell'ultimo tubo alla griglia del primo (circuito *e*).

Per completare questo studio bisognerebbe anche esaminare i circuiti a controreazione bilanciata, grazie ai quali l'impedenza di uscita non è modificata dal grado di controreazione. Le impedenze dei tubi non sono però abbastanza costanti da assicurare l'invariabilità.

Consideriamo adesso l'impedenza d'entrata di un tubo come quello rappresentato in figura 6. Abbiamo visto in precedenza che in presenza di controreazione, con un segnale d'entrata E_1, un'amplificazione K ed un grado di controreazione β, la tensione di riporto ha il valore $E_2 = K\beta E_1$.

Nel circuito della figura 6, si deve avere $E_0 = E_1 + E_2 = E_1 (1 + K\beta)$ da cui si deduce che l'amplificazione dello stadio va divisa per il termine $(1 + K\beta)$, poichè è necessario un segnale E_0 all'entrata per ottenere un segnale E_1 sulla griglia.

La corrente che percorre R è data da

$$I_0 = E_1/R = E_0/R \ (1 + K\beta)$$

prodotta da E_0. Si può dedurne l'impedenza d'entrata:

$$E_0/I_0 = R \ (1 + E_1\beta)$$

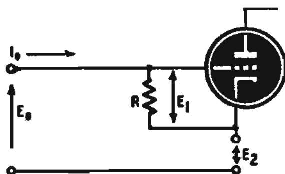


FIG. 6. - *Controreazione serie nel catodo.*

che aumenta proporzionalmente al termine $(1 + K\beta)$. Quest'ultimo può avere un valore compreso fra 10 e 100, di modo che una resistenza di griglia di 1 MΩ — valore massimo di resistenza da utilizzare a causa del vuoto imperfetto dei tubi — appaia come una resistenza da 10 a 100 MΩ al circuito esterno.

Anche la capacità d'entrata del tubo va ridotta nella medesima proporzione, ed è molto importante, ad esempio, se si fa uso di un pick-up a cristallo.

Bisogna tuttavia ossèrvare che in un tale montaggio l'utilizzazione della reazione permette di ridurre l'impedenza d'entrata al punto che il termine $(1 + K\beta)$ risulta inferiore all'unità.

Un'altra variante di montaggio è rappresentata in figura 7. La corrente che circola in questo circuito è:

$$I_0 = \frac{E_0 - E_2}{R_1 + R_2}$$

Poichè $E_2 = -K\beta E_1$ e $E_1 = E_0 - I_0R_1$, possiamo scrivere:

$$E_2 = -K\beta \ (E_0 - I_0R_1)$$

oppure

$$E_2 = -K\beta E_0 + K\beta I_0R_1$$

e

$$I_0 \ (R_1 + R_2) = E_0 + K\beta E_0 - K\beta I_0R_1$$

da cui otteniamo

$$I_0 (R_1 + R_2 + K\beta R_1) = E_0 (1 + K\beta)$$

che finalmente dà:

$$\frac{E_0}{I_0} = R_1 + \frac{R_2}{1 + K\beta}.$$

R_1 è l'impedenza del generatore esterno, ed in presenza di controreazione l'impedenza d'entrata R_2 è divisa per $(1 + K\beta)$, mentre in presenza di reazione si ottiene l'effetto inverso.

Sembra dunque possibile combinare la reazione sul catodo e la controreazione sulla griglia per disporre di un'impedenza d'entrata straordinariamente elevata. La controreazione applicata alla griglia ha l'effetto di stabilizzare l'amplificazione dello stadio, ed il termine $(1 - K\beta)$ dell'equazione relativa alla reazione d'intensità può essere di valore sufficientemente debole.

Nella maggior parte delle applicazioni è necessario disporre di un'impedenza d'entrata di valore conosciuto. L'utilizzazione del circuito della figura 6, con l'aggiunta di una resistenza shunt fra i terminali d'entrata può rappresentare una soluzione.

Sovente si desidera anche disporre di una uscita di 600 Ω; disponendo in parallelo una uscita ad alta impedenza con una resistenza di 600 Ω è possibile ottenerla con altrettanta facilità.

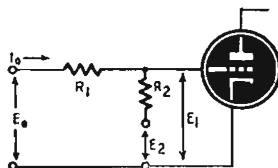


Fig. 7. - *Controreazione parallela.*

Quanto suddetto non fa che abbozzare il problema posto dall'utilizzazione della controreazione per quanto concerne le diverse impedenze riscontrate. Alcuni amplificatori necessitano di uno studio più approfondito, ma in generale le indicazioni di questo capitolo sono sufficienti.

Una reazione, sia essa positiva o negativa, ha sempre l'effetto di modificare le caratteristiche apparenti di un tubo radio; vi è però un punto particolare sul quale è bene soffermarsi attentamente: qualunque sia il modo di funzionamento del tubo, con o senza controreazione, l'impedenza ottima di carico resta la medesima. È possibile verificare l'esattezza di questa affermazione effettuando precise misurazioni sui due tipi di montaggio.

Nel caso della controreazione di tensione, un grado di controreazione elevato abbassa la resistenza interna apparente del tubo di uscita, e permette di smorzare la curva di risposta dell'altoparlante.

Capitolo 2

Circuiti equalizzatori

I circuiti equalizzatori appaiono per la maggior parte estremamente semplici da realizzare poichè sono sufficienti poche resistenze ed uno o due condensatori; in pratica i risultati ottenuti troppo sovente deludono, anche se sono stati rispettati i valori indicati dagli autori di questi montaggi.

Spesso in articoli e pubblicazioni che trattano questo argomento gli autori precisano che i metodi di calcolo descritti permettono di ottenere solo valori approssimativi, in quanto i valori esatti devono essere determinati sperimentalmente.

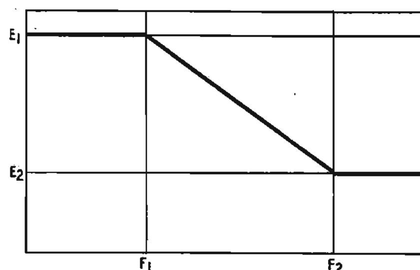


Fig. 8. - *Curva ideale di un circuito equalizzatore.*

In altre parole ciò significa che solo un abile e paziente sperimentatore potrà ottenere buoni risultati, dopo aver provato empiricamente un buon numero di valori. L'effetto di questa pessimistica premessa verrà tuttavia attenuato analizzando ed esperimentando i metodi in seguito descritti.

Un circuito equalizzatore ha lo scopo di procurare un aumento o una caduta della curva di risposta di un amplificatore, fra due frequenze determinate. Questa amplificazione o attenuazione può essere espressa in decibel (dB) o dal rapporto di tensioni (V_e/V_u). (Il primo è il metodo più usato in bassa frequenza).

Un circuito equalizzatore ideale dovrebbe presentare la curva caratteri-

stica della figura 8. Perfettamente rettilinea sino al primo punto d'inflessione F_1, *uniformemente* decrescente sino al secondo punto d'inflessione F_2, poi di nuovo perfettamente rettilinea sino all'estremità della gamma di frequenze da riprodurre.

La figura 9 rappresenta due circuiti equalizzatori fondamentali a resistenze e capacità; quello della figura 9-*a* è destinato ad un aumento in alta frequenza; quello della figura 9-*b* ad un aumento in bassa frequenza.

Questi due circuiti devono essere essenzialmente considerati come partitori di tensione. A frequenze elevate la resistenza R_1 del circuito 9-*a* è in corto-circuito con il condensatore C_H, e la tensione applicata all'entrata viene trasmessa senza attenuazione notevole all'uscita; si ottiene un aumento relativo degli alti. Al contrario alle frequenze basse il condensatore C_L del circuito 9-*b* presenta una impedenza molto elevata, poichè la sua reattanza cresce col diminuire della frequenza del segnale applicato all'entrata e la tensione ai terminali dell'insieme C_LR_2 aumenta.

I due principali errori che si commettono nello studio del funzionamento di questi circuiti sono i seguenti:

1° Si crede che assicurino una attenuazione (o guadagno) lineare di 6 dB per ottava (1 ottava = rapporto di frequenze 2/1) e che i punti d'inflessione siano posti esattamente alle estremità dell'attenuazione così procurata.

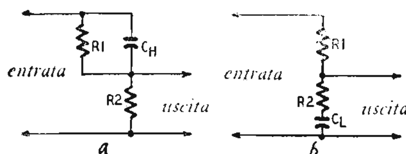


FIG. 9. - *Circuiti equalizzatori fondamentali.* a) *Rinforzatore di alti.* b) *Rinforzatore di bassi.*

In realtà la pendenza massima ottenuta è sempre inferiore a 6 dB per ottava, ed i punti d'inflessione non sono mai situati alle estremità desiderate, ma sempre al di quà di queste.

2° Gli effetti dovuti all'impedenza d'entrata e d'uscita del circuito al quale l'equalizzatore è collegato sono generalmente trascurati.

Tre punti sono praticamente sufficienti a determinare le caratteristiche di un equalizzatore; due di questi sono i punti corrispondenti alle frequenze F_1 e F_2; il terzo (F_3) corrisponde alla loro media geometrica: $F_3 = \sqrt{F_1F_2}$. È in quest'ultimo punto che la pendenza della curva è massima.

Il grafico inserito nell'abaco della figura 10 corrisponde alla curva di risposta reale di un equalizzatore e mette in evidenza le frequenze che devono essere considerate.

Questa curva è quella di un circuito rinforzatore d'alti, ma niente impedisce d'applicarla ad un circuito rinforzatore di bassi simile a quello della figura 9-*b*, purchè si legga da destra a sinistra. F_1 ed F_2 sono i punti d'inflessione della curva.

La retta A dell'abaco indica la relazione esistente fra la differenza massima del livello raggiunto ed il livello R_1/R_2, o il rapporto fra le frequenze

di riferimento F_1 e F_2; essa presenta una pendenza uniforme di 6 dB per ottava.

La curva B indica di quanto è distante la risposta ai punti d'inflessione F_1 e F_2 dalla curva di risposta teoricamente desiderata. Per attenuazioni o guadagni molto importanti questa differenza può raggiungere 3 dB.

La curva C dà la differenza di livello raggiunta fra i punti F_1 e F_2, e la curva D indica la *pendenza massima* in dB per ottava raggiunta al punto F_3.

Alcuni risultati pratici provenienti dall'applicazione di questo abaco sono mostrati dalla figura 11.

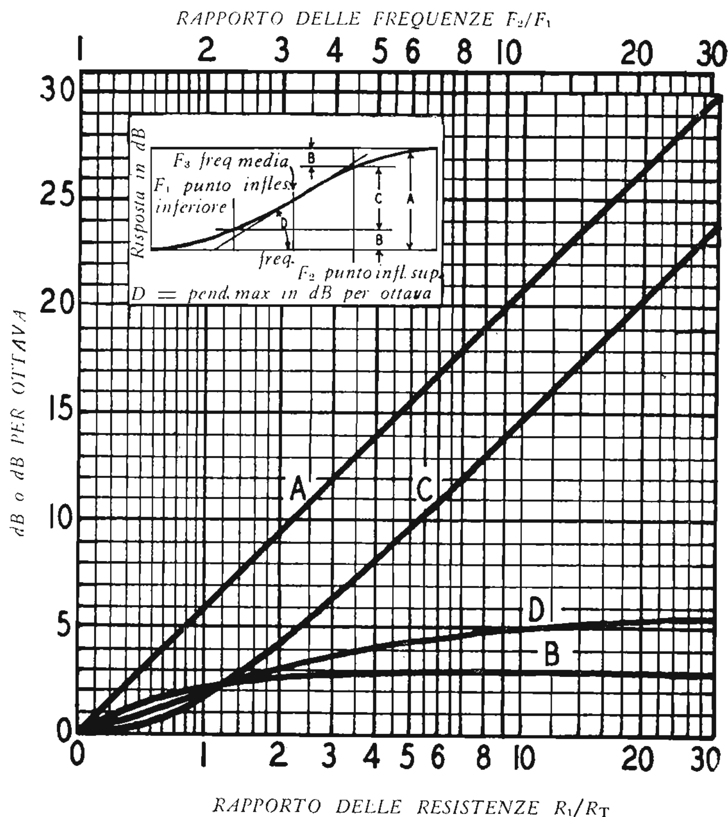


FIG. 10. - *Curva di equalizzatore (inserto) ed abaco per il calcolo dei circuiti. A rappresenta l'attenuazione totale, B la differenza fra il punto d'inflessione teorico ed il punto realmente raggiunto, C l'aumento o la caduta reali raggiunti fra i punti d'inflessione F_1 e F_2. Infine D dà la pendenza massima raggiunta al punto media frequenza F_3.*

Nella figura 11-*a*, per un guadagno totale di 3 dB, le frequenze corrispondenti ai punti d'inflessione F_1 e F_2 sono nel rapporto 1,4/1 (corrispondente ad una semi-ottava). La pendenza massima raggiunta al punto F_3 è di circa 1 dB per ottava.

La pendenza della curva di risposta inizia da zero e cresce progressivamente dal piano inferiore al primo punto d'inflessione F_1, che è situato ad un livello superiore di 1,25 dB al livello di riferimento; il secondo punto di inflessione F_2 è posto a 1,25 dB sotto il livello finale. La variazione fra i due punti d'inflessione non è quindi che di 0,5 dB.

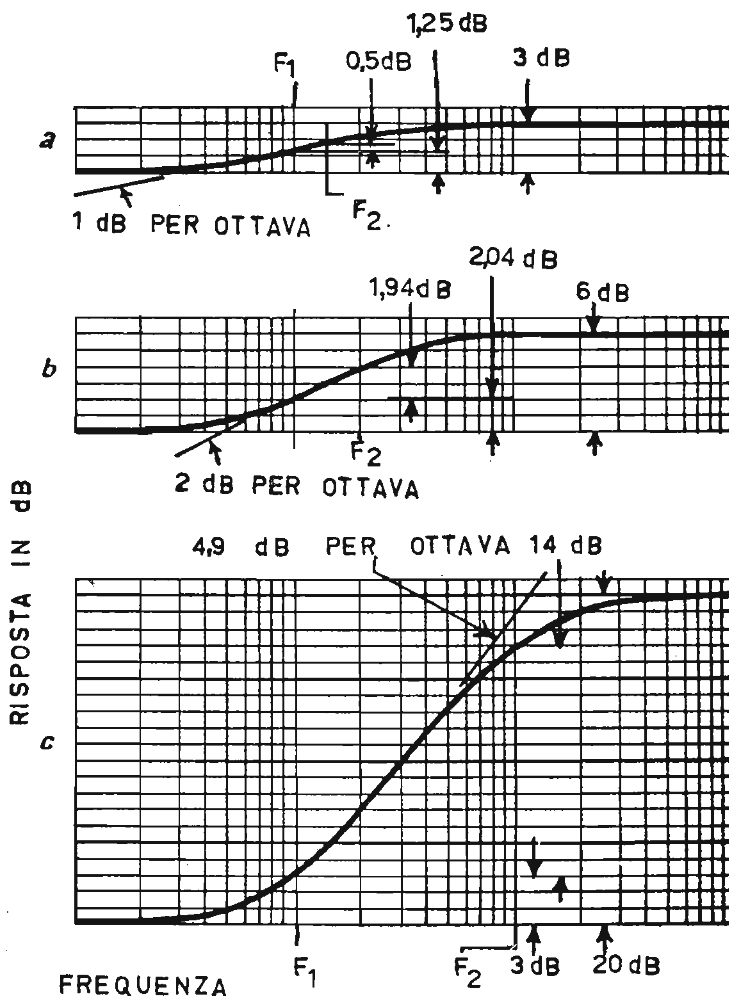


Fig. 11. - *Curve caratteristiche ottenute mediante l'abaco della figura* 10. a, b *e* c *danno la differenza fra F_1 e F_2. Osservare che la pendenza massima è sempre inferiore a 6 dB per ottava.*

Nella figura 11-*b* i punti d'inflessione F_1 e F_2 sono separati da un'ottava; la pendenza massima raggiunta è di 1 dB per ottava. Per una variazione sen-

sibilmente lineare di 2 dB fra F_1 e F_2, si ha una variazione non lineare di 2 dB a ciascuna estremità della curva di risposta.

Nella figura 11-*c*, i punti d'inflessione F_1 e F_2 sono separati da una decade (3,32 ottave o un rapporto di frequenze di 10/1). Per una variazione totale di 20 dB, non si ottiene che una variazione lineare di 14 dB fra i punti F_1 e F_2. Anche in questo caso, peraltro favorevole, la *pendenza massima* raggiunta è ancora notevolmente inferiore a 6 dB per ottava; la pendenza *media* ottenuta è solo di 4,5 dB per ottava.

Impedenze terminali.

Esaminiamo adesso la seconda sorgente d'errori.

Se un equalizzatore progettato e realizzato secondo i metodi del precedente paragrafo viene inserito fra due stadi amplificatori già realizzati, non si avranno risultati conformi alle aspettative.

Infatti si otterrebbe la curva di risposta desiderata soltanto *se* la tensione applicata all'entrata dell'equalizzatore fosse la stessa per tutte le frequenze; purtroppo l'impedenza d'entrata varia con la frequenza e pertanto, anche la tensione applicata all'entrata varia.

Anche l'impedenza del circuito di griglia del tubo successivo varia in funzione della frequenza influenzandone le prestazioni. Bisogna quindi tenerne conto nel calcolo del circuito di equalizzazione.

Rinforzatore di alti.

La figura 12 è una versione modificata del circuito di base della figura 9-*a*, che permette d'includere le impedenze d'entrata e di uscita citate in precedenza.

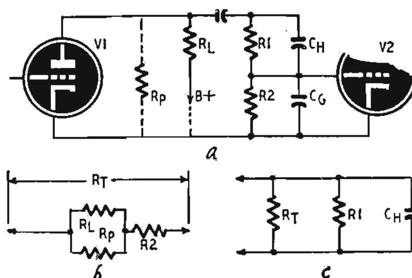


FIG. 12. - a) *Rinforzatore d'alti completo;* b) *Impedenza equivalente della sorgente per la ricerca del punto d'inflessione inferiore;* c) *Circuito equivalente per la ricerca del punto d'inflessione superiore.*

Il punto d'inflessione inferiore viene determinato eguagliando i valori d'impedenza di C_H con i valori di R_1, per la frequenza considerata.

La resistenza della rete (fig. 12-*b*) ha per valore R_2 in serie con la resistenza equivalente costituita dalla resistenza interna R_p (del tubo V_1) associata alla sua resistenza di carico R_L.

Il punto d'inflessione superiore F_2 è ottenuto con un'impedenza di C_H

uguale, per la frequenza considerata, alla resistenza equivalente di R_1 e R_T collegate in parallelo (fig. 12-c).

Poichè in pratica è necessario solo uno di questi punti, considereremo F_1 che è il più facile da calcolare.

Supponiamo ad esempio di dover determinare i valori che entrano nella composizione di un equalizzatore destinato a procurare un guadagno delle frequenze elevate di 15 dB, fra i punti F_1 e F_2. Siano R_p = 1,5 MΩ, R_L = = 0,33 MΩ e R_2 = 0,47 MΩ.

Partendo dal punto F_1 corrispondente alla frequenza di 2000 Hz, e basandoci sullo schema della figura 12-*b*, calcoliamo il valore di R_T. R_L in parallelo con R_p dà una resistenza equivalente di 0,28 MΩ, che in serie con R_2 (0.47 MΩ) dà R_T = 0,75 MΩ. Ad un guadagno di 15 dB, corrisponde un rapporto R_1/R_T di 4,6 (curva A della figura 10) e ne risulta che R_1 deve avere un valore teorico di 3,5 MΩ. In pratica una resistenza di 3,3 MΩ potrà andar bene.

Il circuito così costituito presenta un guadagno di 2,9 dB a 2000 Hz (curva B, fig. 10) quando il condensatore C_H (25 pF), offre un'impedenza di 3,3 MΩ a questa frequenza.

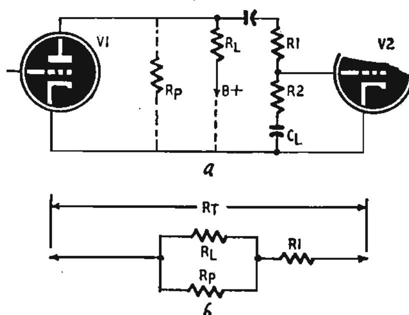


FIG. 13. - a) *Rinforzatore di bassi;* b) *Impedenza equivalente del circuito.*

Consideriamo adesso l'impedenza di griglia del tubo V_2.

Se la capacità d'entrata di questo tubo (C_G) è di 25 pF, l'attenuazione totale apportata sarà di 6 dB superiore alle previsioni, poichè C_H costituisce con C_G un partitore di tensione capacitivo di rapporto 2/1 alle frequenze più elevate della gamma. Utilizzando per R_2 un valore inferiore si ridurrà l'effetto di C_G; con R_2 = 0,1 MΩ, R_T cade a 0,38 MΩ. Si prenderà R_1 = 1,8 MΩ (valore teorico: 1,75 MΩ). C_H avrà un valore di 50 pF per il punto d'inflessione F_1 a 2000 Hz.

Con C_G = 25 pF, l'attenuazione supplementare apportata è di 3,5 dB solamente. Questa attenuazione è più importante se la differenza di livello ricercata è più grande: infatti, per un guadagno totale di 20 dB, il rapporto R_1/R_T è di 9 (curva A, fig. 10). R_1 ha il valore di 0,38 × 9, ossia 3,3 MΩ circa, che corrisponde a C_H = 25 pF per 2000 Hz. La perdita dovuta a C_G, di circa 6 dB, non permette d'ottenere che una variazione utile di 20 — 6, ossia 14 dB.

In ogni caso è necessario che C_G abbia il più debole valore possibile; un metodo consiste nell'applicare a V_2 un grado elevato di controreazione, o nel far lavorare V_2 in montaggio « catodo-follower ».

Rinforzatore di bassi.

Consideriamo adesso il circuito rinforzatore di bassi della figura 9-*b*. Le impedenze d'entrata e d'uscita che devono essere incluse nel calcolo sono indicate nella figura 13. In questo caso R_2 è in serie con C_L, ed il circuito equivalente a questo insieme serie-parallelo è rappresentato in figura 13-*b*.

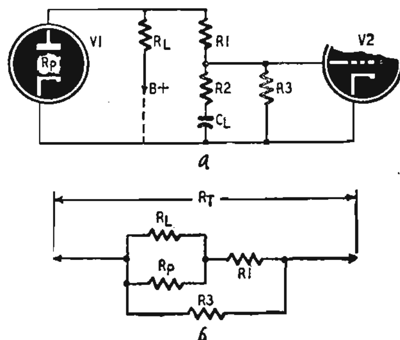


FIG. 14. - *Montaggio pratico di un rinforzatore di bassi.*

Il montaggio della figura 13-*a* in pratica non può essere usato poichè il circuito di griglia non ha ritorno alla massa.

Due montaggi possibili sono quelli delle figure 14 e 15 i cui circuiti equivalenti sono indicati sotto a ciascuno di essi.

Nella figura 14, R_3 è in parallelo con tutti gli altri elementi del circuito, essendo R_2 praticamente in circuito aperto a causa di C_L. Questo montaggio

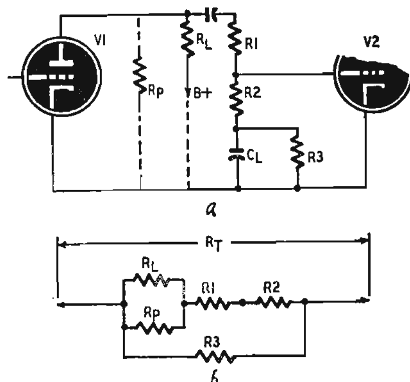


FIG. 15. - *Altro tipo di rinforzatore di bassi. R_3 può essere una resistenza variabile per consentire la regolazione.*

offre la massima semplicità nella realizzazione, ma quello della figura 15 è preferibile qualora si desideri un livello di guadagno regolabile.

Trascuriamo per il momento gli errori dovuti alle impedenze del circuito e prendiamo per esempio il circuito della figura 16, che è destinato a

procurare un aumento del livello alle estremità della gamma. I valori di R_1 e di R_2 indicati in questa figura dovrebbero assicurare un guadagno di 14 dB ad ogni estremità. Se questo montaggio è inserito tra due stadi come nella figura 16-b (ignorando per il momento il ritorno della griglia a massa), l'impedenza di carico di V_1 ridurrà il guadagno teorico degli alti ed aumenterà quello dei bassi, distruggendo l'equilibrio. Con i valori indicati in figura

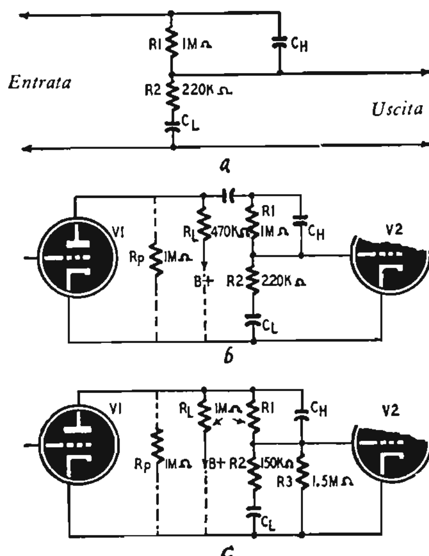


FIG. 16. - *Rinforzatore di bassi e di alti:* a) *Circuito di base.* b) *Circuito di base completato coi circuiti d'entrata e d'uscita.* c) *Eguaglianza di rinforzo dei bassi e degli alti con l'aggiunta di R_3.*

la resistenza di carico di V_1, costituita da R_L e R_p in parallelo, è di 0,33 MΩ circa. Considerando il circuito equivalente della figura 12-b constatiamo che R_T è di 0,55 MΩ, e che per conseguenza il rapporto R_1/R_T è di circa 2. In base alla curva della figura 10 questo rapporto corrisponde ad un guadagno inferiore a 10 dB (sempre trascurando l'impedenza dei circuiti). D'altra parte dal lato dei bassi l'aumento della reattanza di C_L sino a 3 MΩ circa corrisponde ad un rapporto R_1/R_T di circa 6, ossia ad un guadagno di circa 16 dB.

Con un calcolo accurato dei valori che entrano nella composizione del circuito della figura 16-c (impiegando i circuiti equivalenti delle figure 13 e 15) R_3 non modifica il guadagno totale desiderato, ma permette di rendere il guadagno dei bassi uguale a quello degli alti. I valori indicati nella figura procurano un guadagno di 14 dB ad ogni estremità della gamma. Le reattanze dei condensatori C_H e C_L devono essere uguali a R_1 e R_2 per ogni punto di inflessione. Per evitare confusioni è stato volontariamente omesso l'effetto prodotto dall'impedenza d'entrata di griglia. Se si vuole tenerne conto, riprendere l'esempio precedente relativo al guadagno degli alti, dopo aver proceduto alla regolazione del rinforzo dei bassi mediante R_3 come era stato indicato.

Capitolo 3

Filtri di separazione

Alcuni punti relativi al funzionamento dei filtri di separazione per altoparlanti devono essere chiariti. I metodi classici di calcolo sono spesso basati sui filtri di banda, i quali a loro volta derivano dalla teoria delle linee artificiali.

Nella maggioranza dei casi i risultati ottenuti con questi calcoli non corrispondono però a quanto si attendeva da tali filtri.

La prima e la più importante caratteristica di un filtro di separazione, è quella di fornire una certa energia bassa frequenza ad un primo altoparlante, ed energia di frequenza più elevata ad un secondo.

La seconda caratteristica, della quale ci si cura generalmente assai poco, è l'impedenza presentata all'amplificatore da questo filtro. Quest'ultima che varia notevolmente in tutte le gamme delle frequenze udibili, diviene fortemente reattiva nelle vicinanze della frequenza di taglio. Per migliorare le prestazioni dell'amplificatore, l'impedenza dei filtri di separazione deve restare costante e puramente ohmica in tutte le gamme delle frequenze da riprodurre.

Anche la terza caratteristica richiama abitualmente poco l'attenzione: consiste nel *realismo* dell'audizione ottenuta con la combinazione filtro e amplificatore. Benchè questa sensazione sia essenzialmente soggettiva e vari da individuo a individuo, dipende fondamentalmente da alcune caratteristiche elettro-acustiche, in particolare dalla collocazione della sorgente apparente del suono o dalla distorsione di fase.

Diverse esperienze hanno dimostrato che la distorsione di fase non è normalmente palese con un solo altoparlante, ma quando sono usate *due* sorgenti sonore, le relazioni di fase fra di loro modificano il carattere della riproduzione. La risposta in frequenza rilevata a mezzo di un buon microfono può essere rettilinea, ma quale risulterà la forma dell'onda? Quello che il microfono non può scoprire, lo può l'orecchio umano. Trascurando questa particolarità si ottiene l'effetto di creare due sorgenti sonore non combinate ne corrispondenti alla realtà, il che altera la qualità della riproduzione anche se la risposta in frequenza è soddisfacente.

Sorgente del suono.

Se durante la messa in fase ci mettiamo di fronte a due altoparlanti, ad una certa distanza, constatiamo, che se questi altoparlanti sono in fase il suono sembra provenire da un unico punto situato fra di loro. Se non sono in fase possono essere osservati due effetti: 1. Una deficienza delle frequenze basse (dovuta ad effetti di eliminazione). 2. Alle frequenze elvate, l'emissione sonora non sembra provenire dagli altoparlanti.

Quest'ultimo effetto è dovuto al fatto che il movimento delle particelle d'aria causato dal suono non si effettua lungo una linea immaginaria che va dagli altoparlanti all'ascoltatore, ma perpendicolarmente a questa linea. Il campo sonoro attorno agli orecchi dell'ascoltatore è perpendicolare a quello che dovrebbe essere e falsa la percezione biauricolare dando un'impressione confusa, chiamata « effetto dissociativo ». Questo stesso effetto si produce anche fra due altoparlanti alimentati da un filtro di separazione, quando sopravviene uno sfasamento nelle vicinanze della frequenza di taglio.

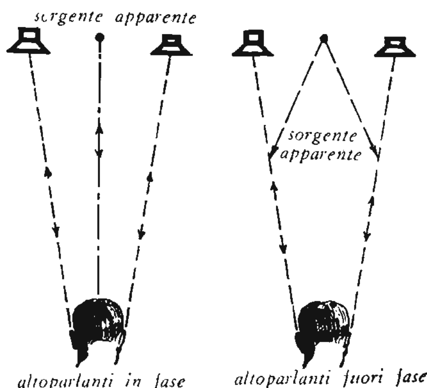


FIG. 17. - *Le sorgenti sonore sembrano spostarsi quando gli altoparlanti non sono in fase.*

In pratica si montano spesso i riproduttori uno vicino all'altro. Un accorgimento consiste nel montare il piccolo altoparlante lungo l'asse del più grande, proprio davanti. Tuttavia l'effetto di dissociazione diviene percepibile se sopravviene uno sfasamento nelle vicinanze della frequenza di taglio dei filtri.

Reti a impedenza costante.

Come un filtro di separazione può apportare uno sfasamento nelle vicinanze delle frequenze di taglio? Questa questione sovente trascurata è la causa dei disturbi descritti. I filtri realizzati con due o più reattanze sono progettati per dare una accentuata attenuazione in funzione della frequenza. I filtri della figura 18-*c*-*d*, ed esempio, procurano una attenuazione di 12 dB per ottava e sono del tipo ad impedenza costante.

Lo sfasamento fra le due uscite è sempre di 180°. Per una pendenza d'attenuazione più ripida, lo sfasamento è più importante; inevitabilmente

questo varia molto rapidamente nelle vicinanze della frequenza di taglio a meno di utilizzare un filtro ad impedenza costante.

L'abaco della figura 20 permette di calcolare ciascuno dei sei tipi di filtro illustrati dalla figura 18. Quelli delle figure 18-*a* e 18-*b* procurano un'attenuazione di 6 dB per ottava ed uno sfasamento costante di 90°. Per ottenere i migliori risultati possibili, le membrane dei due altoparlanti devono essere poste ad una distanza tale dalla superficie dello schermo acustico che la differenza fra le due distanze sia di circa un quarto della lunghezza d'onda alla frequenza di taglio. Lo sfasamento risultante non sarà fastidioso nella gamma quando una certa energia sarà fornita dagli altoparlanti.

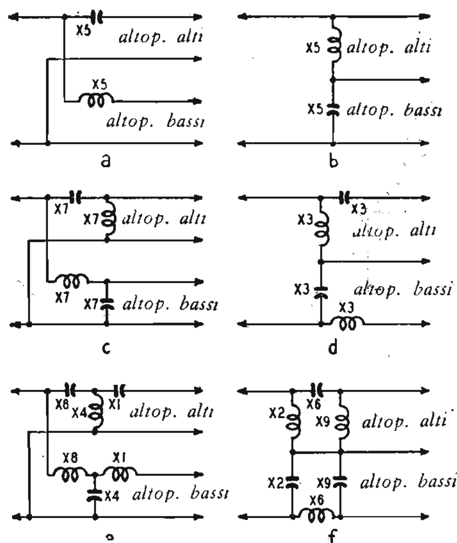


FIG. 18. - *Esempi di filtri di separazione per complessi di due altoparlanti.*

I filtri delle figure 18-*c* e 18-*d* procurano una attenuazione di 12 dB per ottava ed uno sfasamento costante di 180°; in altre parole, l'inversione delle connessioni di uno degli altoparlanti, mette in fase l'uno con l'altro. Gli altoparlanti devono essere montati in modo tale che le loro membrane siano sul medesimo piano.

Nel caso in cui sia indispensabile una attenuazione superiore a 12 dB per ottava in ragione delle caratteristiche dei riproduttori utilizzati, saranno più indicati i filtri delle figure 18-*e* e 18-*f*. Essi procurano un'attenuazione di 18 dB per ottava ed uno sfasamento costante di 270°, il che significa, come nell'esempio già citato, che il loro montaggio deve essere effettuato in maniera che le membrane siano poste ad una distanza dallo schermo acustico tale che la loro differenza sia uguale ad un quarto circa della lunghezza d'onda alla frequenza di taglio.

Tutti questi filtri presentano una impedenza ohmica costante in tutte

le gamme di frequenza da riprodurre. Il capitolo seguente dà tutte le indicazioni relative alla loro fabbricazione.

Variazioni d'impedenza.

Un altro punto è sovente trascurato: si suppone che i filtri presentino la medesima resistenza della bobina mobile degli altoparlanti utilizzati. La impedenza di una bobina mobile *non* è una impedenza pura e le prestazioni ottenute sono inferiori a quelle che ci si aspetta. Gli effetti più notevoli sono abitualmente causati dall'impedenza della bobina mobile per le frequenze basse. Usando i circuiti delle figure 18-*a*, 18-*d* e 18-*e*, gli altoparlanti per basse frequenze vengono alimentati attraverso una induttanza in serie e questo ef-

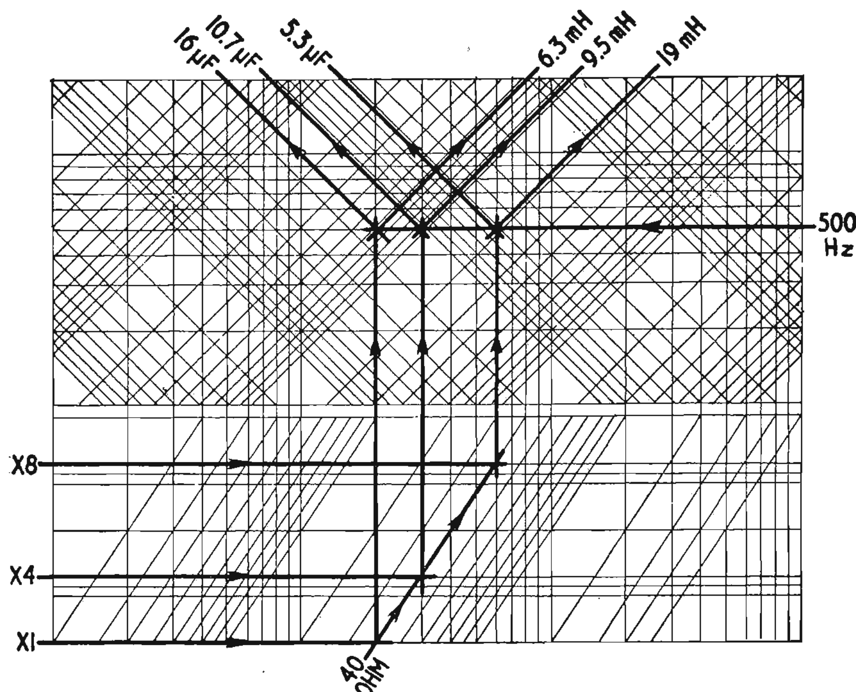


FIG. 19. - *Come utilizzare l'abaco della figura* 20 *per determinare i valori degli elementi della figura* 18. *L'impedenza di ciascuna bobina mobile è di* 40 Ω.

fetto può essere evitato sottraendo l'impedenza della bobina mobile dal valore determinato a mezzo dell'abaco. Anche nell'eventualità che il valore dato dall'abaco fosse insufficiente per permettere questa sottrazione, l'effetto sarebbe egualmente ridotto, dato che l'induttanza della bobina mobile influisce poco sull'induttanza effettiva della rete. Negli altri circuiti la capacità disposta in

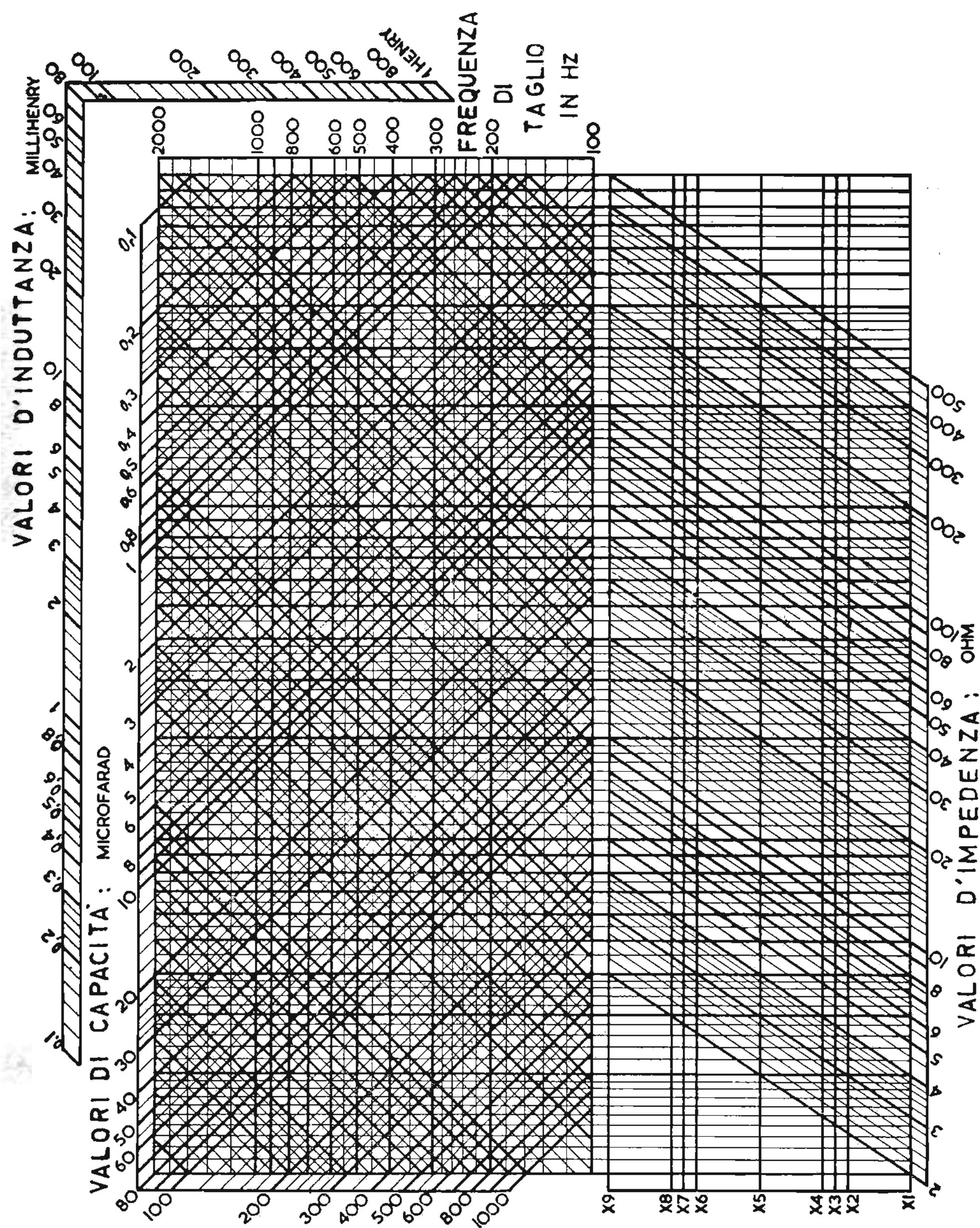


FIG. 20. - *Abaco per il calcolo dei filtri di separazione.*

parallelo sulla bobina mobile modifica l'impedenza in proporzioni più importanti.

Nella figura 18 i condensatori e le induttanze sono indicate con simboli, che servono ad identificare la linea di riferimento da utilizzare nell'abaco della figura 20. La figura 19 indica come utilizzare questo abaco per il calcolo degli elementi della figura 12-*e*, e la figura 21 dà i valori reali del circuito, calcolati secondo queste indicazioni per un altoparlante di 40 Ω d'impedenza ed una frequenza di taglio di 500 Hz.

L'impedenza d'entrata è uguale a quella di ciascuna bobina mobile. Alcuni montaggi sono calcolati per una impedenza d'utilizzazione di 500 Ω, ed un trasformatore di adattamento viene usato in seguito su ciascuna linea per permettere l'adattamento corretto alla bobina mobile. Questo metodo presenta due vantaggi: le impedenze delle bobine mobili di ciascuno degli altoparlanti possono essere differenti e sono necessarie solo deboli capacità. L'abaco della figura 20 è stato tracciato per permettere questi calcoli (l'impedenza massima considerata è di 500 Ω).

Un recente sistema utilizza due o più canali d'amplificazione preceduti da un filtro di separazione. Per adattare a questa utilizzazione gli esempi precitati, moltiplicare tutti i valori d'impedenza per 1000, trasformare in henry i valori indicati in millihenry e dividere i valori delle capacità per 1000. Per questa utilizzazione, adottare gli schemi delle figure 18-*a*, *c* o *e* che permettono la messa a massa del circuito in un punto.

I diversi abachi di questo capitolo permettono di economizzare enormemente sui calcoli e sul tempo. Il lettore che non avesse familiarità con questi metodi può consultare il capitolo 4, nel quale sono date tutte le indicazioni che permettono di calcolare gli elementi di filtri di separazione rispondenti a caratteristiche particolari.

Le caratteristiche finali di un tipo qualunque di filtro di separazione non possono essere realmente conosciute che quando si conosca l'impedenza interna dell'amplificatore. Un metodo molto semplice ed un equipaggiamento ridotto che permettono di condurre queste misure a buon fine, sono descritti nel capitolo 8, pagina 58.

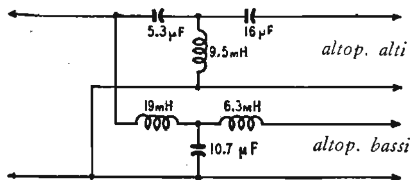


FIG. 21. - *Valori degli elementi del filtro indicato in figura* 18, *determinati secondo il metodo della figura* 19.

La resistenza interna dell'amplificatore deve essere la più debole possibile, e praticamente costante in tutte le gamme di frequenza da riprodurre. Questo risultato è oggi attuabile senza particolari difficoltà con l'utilizzazione di parti staccate di qualità, di triodi di uscita a debole resistenza interna o di un grado di controreazione elevato.

Capitolo 4

Induttanze per filtri di separazione

Nel capitolo 3 i valori relativi alle bobine d'induttanza dei filtri di separazione sono indicati in millihenry; sovente però è difficile conoscere quale autoinduzione corrisponde ad un certo numero di spire di filo su una bobina di dimensioni date, per cui sono state stabilite alcune formule approssimative che possono essere utilizzate per la realizzazione di tali avvolgimenti.

I fattori che entrano in gioco nella realizzazione di un'induttanza sono parecchi. Così, ad esempio, il numero delle spire di filo che può contenere una bobina a parecchi strati non dipende solo dal diametro del filo impiegato e dal suo isolamento, ma anche dal modo di avvolgimento; in particolare, se è realizzato alla rinfusa viene perso uno spazio considerevole. Il massimo numero di spire in determinate dimensioni è ottenuto con un avvolgimento a spire congiunte.

Un mezzo pratico per fare avvolgimenti su un mandrino, consiste nell'utilizzare un trapano a mano ed una morsa; se la carcassa è di grandi dimensioni, si prende una forma in legno convenientemente sagomata per essere introdotta nella carcassa, perforata al centro onde assicurare il passaggio del bullone di fissaggio. La lunghezza del bullone deve essere tale che, quando è immobilizzato nei morsetti del trapano, la carcassa da avvolgere sia il più vicino possibile al mandrino « motore ». In questo modo una mano resta libera per assicurare la guida del filo, mentre l'altra gira la manovella.

La figura 22 rappresenta quattro circuiti classici; quelli delle figure superiori sono del tipo ad « m derivata », quelli delle figure inferiori del tipo ad impedenza costante. Il circuito di destra in basso è lo stesso di quello della figura 18-*d* del capitolo 3. Le diverse formule che permettono di calcolare i valori d'induttanza e di capacità per ciascun caso sono date a fianco.

Poichè lo scopo di questo capitolo è quello di dare delle indicazioni che permettano la realizzazione delle induttanze da utilizzare nei circuiti delle figure 18 e 22, lasciamo al lettore il compito di determinare i valori necessari a mezzo delle semplici formule riportate.

Esempio tipico.

Supponiamo che il circuito considerato sia quello della figura 22-*d* e che la carcassa di cui disponiamo per effettuare l'avvolgimento abbia un diame-

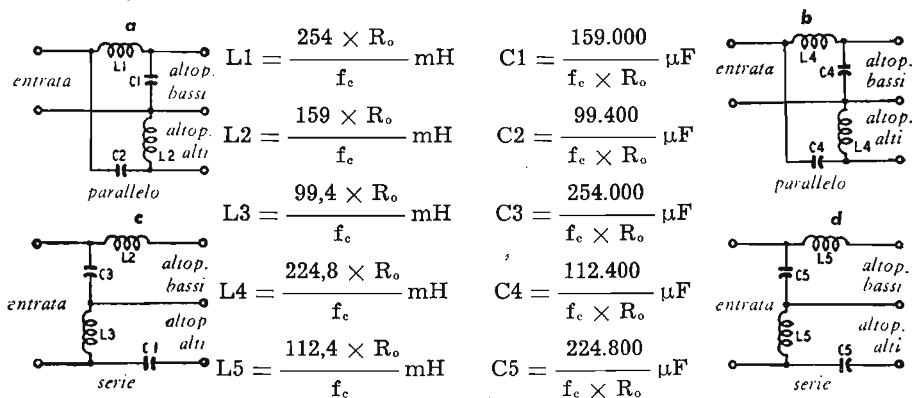


FIG. 22 - *Quattro tipi di filtri di separazione con le formule corrispondenti per calcolarne i valori.*

tro di 35 mm, ed una lunghezza disponibile per l'avvolgimento L, di 25 mm. Lo spessore dell'avvolgimento C, è uguale alla metà del diametro D, come indicato in figura 23-*a*. Il numero di spire N per un diametro D di 25 mm è indicato nella tabella I. Tutti i valori di N in questa tabella sono dati per un diametro D di 25 mm, uno spessore di avvolgimento C uguale alla metà del diametro della carcassa, una larghezza di avvolgimento L di 25 mm ed una impedenzà di bobina mobile R_o di 4 Ω.

TABELLA I

Numero di spire N per D = 25 mm, C = D/2, L = 25 mm, R_o = 4 Ω

Circuito	Tipo	F_o = 400	500	600	700	800	900	1000
Impedenza costante	Parallelo (L_4)	303	270	247	229	214	202	192
	Serie (L_5)	214	191	175	162	151	143	136
Ad m derivata	Parallelo (L_2)	323	289	264	244	228	215	205
	Parallelo (L_1)	255	228	208	193	181	171	162
	Serie (L_3)	202	181	165	153	143	135	128

Per R_o = 16 Ω, moltiplicare tutti i valori per $\sqrt{2}$.
Per R_o = 8 Ω, moltiplicare tutti i valori per 2.

Per un valore di R_o uguale a 8 Ω, bisogna moltiplicare tutte le cifre per 1,414 (radice quadrata di 2). Egualmente, se R_o è di 16 Ω, bisogna moltiplicare tutti i valori per 2, ecc. Se ad esempio la frequenza di taglio desiderata è di 800 Hz il valore di N dato nella tabella I è di 151 spire. In altri termini,

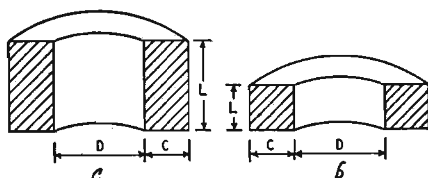


FIG. 23. - *L'avvolgimento* a *si riferisce alla tabella 1. In* b *è rappresentato un avvolgimento di sezione quadrata che si riferisce alla tabella 2.*

l'avvolgimento L_5 della figura 22 dovrà comportare 151 spire. Questo valore è calcolato per un diametro D di 25 mm; per un diametro diverso, si deve applicare ad N il coefficiente di correzione indicato nella tabella III. Per un diametro di 35 mm, ad esempio, il coefficiente di correzione è di 0,79, il che

TABELLA II

Valori di N per un'area quadrata d'avvolgimento
D = 25 mm, C = L = D/2, R_o = 4 Ω

Circuito	Tipo		F_o = 400	500	600	700	800	900	1000
Impedenza costante	Parallelo	(L_4)	267	239	225	202	190	178	170
	Serie	(L_5)	189	169	159	143	134	126	120
Ad m derivata	Parallelo	(L_1)	284	254	239	214	201	189	180
	Parallelo	(L_2)	225	201	184	170	159	150	143
	Serie	(L_3)	178	159	145	135	126	119	113

Per R_o = 8 Ω, moltiplicare tutti i valori per √2.
Per R_o = 16 Ω, moltiplicare tutti i valori per 2.

significa che tutti i valori di N nella Tabella I vanno moltiplicati per 0,79 quando si impiega una carcassa di 35 mm di diametro. Nel nostro esempio abbiamo quindi: 151 × 0,79 = 119 spire. Se in luogo di 4 Ω l'impedenza della bobina mobile dell'altoparlante dei bassi è di 8 Ω, il valore ottenuto per N (119 spire) deve essere moltiplicato per √2, ossia 119 × 1,414 = 169 spire.

Il secondo valore da determinare è la dimensione ed il tipo di filo da utilizzare per la realizzazione di tali induttanze. Poichè nell'esempio, utilizziamo una carcassa di 35 mm di diametro, lo spazio disponibile per la rea-

TABELLA III

Coefficiente di correzione per diversi valori di D					
Diametro =	30	35	40	45	50
Tabella 1	0,84	0,79	0,69	0,67	0,60
Tabella 2	0,89	0,85	0,78	0,76	0,71

lizzazione dell'avvolgimento è uguale a L volte la metà del diametro della carcassa, ossia: L $\times$ 0,5 $\times$ 35 = 4,37 cm^2. Il filo deve avere un diametro tale che consenta di avvolgere 169 spire in una superficie di 4,37 cm^2 (169 : 4,37 = = 38,6 spire per cm^2). Il numero di spire di filo di diverso diametro che possono essere avvolte in uno spazio di 1 cm^2 è indicato dalla tabella IV, nella

TABELLA IV

Spire per centimetro quadrato di filo di vario tipo e diametro			
Diametro del filo	Due strati cotone	Uno strato cotone	Smaltato
13/10	43	50	54
12/10	51	61	67
10/10	62	76	85

quale si rileva che un filo di 1,3 mm, ad esempio, permette di effettuare un avvolgimento di 43 spire per cm^2. In conseguenza, in una sezione di 4,37 cm^2, si possono avvolgere 187 spire. Le 18 spire supplementari hanno l'effetto di far diminuire la frequenza di taglio di 140 Hz al disotto del valore primitivamente ritenuto di 800 Hz.

Nel caso in cui lo spazio disponibile per l'avvolgimento presenti una sezione quadrata, i valori di N per varie frequenze di taglio sono dati nella tabella II. I fattori di correzione per diversi diametri sono riportati in tabella III. In ogni caso questi fattori vanno moltiplicati per i valori di N indicati nelle tabelle I e II.

Capitolo 5

Installazioni di altoparlanti multipli

Il collegamento di un solo altoparlante ad un amplificatore non presenta difficoltà particolari, in quanto basta osservare che i valori d'impendenza siano il più possibile uguali. L'operazione molto facile da effettuare se l'altoparlante è installato in prossimità dell'amplificatore, pone alcuni problemi nel caso di una certa distanza; questa questione sarà studiata più avanti.

Le cose non sono più tanto semplici quando si ricorre a parecchi riproduttori per creare un ambiente sonoro più importante, in quanto le potenze applicate a questi diversi altoparlanti sono generalmente disuguali. Questo capitolo espone alcune semplici regole, destinate ad evitare errori agli installatori ed a permettere loro d'ottenere risultati soddisfacenti.

Poichè è questione di « linee di trasmissione », viene spontaneo di pensare alle matematiche superiori, impedenze caratteristiche, neper, ecc. Queste complicazioni non intervengono che quando si tratta di frequenze elevate, come ad esempio quelle della televisione, ma nella gamma delle frequenze acustiche non ci si deve preoccupare di tali problemi, almeno finchè la lunghezza della linea non raggiunga il quarto della lunghezza d'onda della frequenza considerata. Alle più alte frequenze della gamma acustica, ossia 15000 Hz, un quarto della lunghezza d'onda rappresenta una lunghezza di 5 chilometri circa, e questa lunghezza continua ad aumentare man mano che la frequenza diminuisce. Una linea di trasmissione acustica non è altro che una coppia di fili che collega un apparecchio ad un altro, come un amplificatore ai suoi altoparlanti.

Due punti particolari interessano il tecnico: la resistenza della linea e la sua capacità in parallelo. Il primo di questi punti è causa di una perdita di potenza per riscaldamento dei conduttori, ed il secondo limita la risposta alle frequenze elevate. I loro effetti dipendono dall'impedenza della linea.

L'impedenza di una linea è press'a poco uguale al valore nominale (intensità) dell'impedenza di chiusura di questa linea alla sua estremità. Questa approssimazione è giustificata dal fatto che in un amplificatore di qualità, l'impedenza della sorgente rispetto all'amplificatore non rappresenta che una minima frazione dell'impedenza di carico. La *medesima*

coppia di conduttori può costituire una linea di 4 Ω, 16 Ω o 500 Ω, a seconda del carico.

Scelta di una linea d'alimentazione per altoparlanti

Tutti i conduttori, di qualunque tipo essi siano, possiedono una resistenza propria e per conseguenza quando in una linea circola una corrente si registra una perdita di potenza, per energia che viene convertita in calore. Le perdite dovute alla resistenza ohmica (comunemente chiamate perdite nel rame) possono essere minimizzate con l'utilizzazione di conduttori a grande sezione e riducendo al minimo la lunghezza della linea. Queste perdite sono più importanti nelle linee a bassa impedenza (16 Ω o meno),

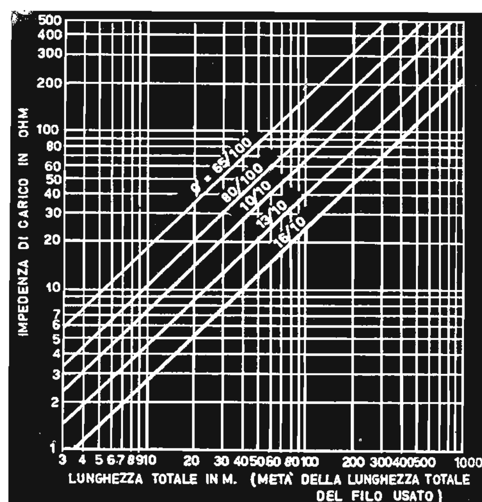


Fig. 24. - *Abaco che indica la lunghezza massima della linea in funzione del diametro del filo e dell'impedenza di carico.*

poichè per una data potenza, più l'impedenza è debole, maggiore è la corrente che circola nella linea e più importanti sono le perdite, essendo queste proporzionali al quadrato dell'intensità della corrente (I^2R).

Gli installatori preferiscono spesso utilizzare conduttori di piccolo diametro, che sono meno costosi e più facili da installare e da dissimulare, ma più è piccola la sezione del filo usato maggiore è la sua resistenza per unità di lunghezza. Per conseguenza è necessario ricorrere ad un compromesso. Per una installazione realizzata correttamente è ammessa una perdita in linea di 0,25 dB, ossia 5 % della potenza utile. Allo scopo di evitare lunghi e fastidiosi calcoli al lettore, l'abaco della figura 24 indica la lunghezza massima della linea, in considerazione della sezione dei conduttori e dell'impedenza di carico. L'uso di questo abaco è molto semplice: per esempio, un altoparlante di 16 Ω d'impedenza può essere collegato ad un amplificatore a mezzo di una linea di 1 mm di diametro e 23 m di lunghezza. Se si fa uso di conduttori di 16/10 di mm, questa distanza può essere portata a 64 m.

Tre condizioni vanno rispettate per l'uso di questo abaco:

1°) Se il punto d'intersezione delle rette riguardanti la lunghezza della linea e l'impedenza cade al disotto della linea indicata 65/100 dovrà preferibilmente essere usato un conduttore di sezione uguale o superiore a 65/100 mm. È sconsigliabile l'uso di fili più sottili.

2°) Se questo punto cade fra due linee che indicano sezioni diverse, dovrà essere usato il conduttore con la sezione maggiore.

3°) Se questo punto cade al disotto della linea indicata 16/10 di mm, l'impedenza di carico è troppo debole per la lunghezza della linea scelta, e dovrà essere utilizzato un trasformatore elevatore d'impedenza. Questo problema sarà esaminato più avanti.

Installazione di altoparlanti multipli.

Il collegamento di un solo altoparlante ad un amplificatore non presenta difficoltà particolari, poichè la sezione e la lunghezza della linea possono essere determinate in funzione della sua impedenza mediante l'abaco della figura 24.

Utilizzando due o più altoparlanti, si presentano due possibilità di collegamento: in serie o in parallelo.

Il collegamento in serie sembra a prima vista il più interessante, ma è sconsigliabile per due ragioni: la prima è che se uno degli altoparlanti della catena si guasta, la catena completa viene ridotta al silenzio; la seconda è che a certe frequenze l'equipaggiamento mobile di un altoparlante entra in risonanza, e l'impedenza della bobina mobile diviene molto superiore al suo valore nominale.

Quando vengono utilizzati numerosi altoparlanti è possibile riscontrare differenze nelle loro frequenze di risonanza, particolarmente quando sono di diametro diverso e di marca differente. Quindi, la potenza sonora d'uscita di una catena di altoparlanti collegati in serie varia quando uno di questi riproduttori entra in risonanza. Questo effetto che può essere fortemente fastidioso non viene constatato quando i riproduttori sono collegati in parallelo. In questo caso infatti le impedenze si combinano come delle resistenze montate in parallelo, e l'impedenza *equivalente* ottenuta è applicabile all'abaco della figura 24 nel medesimo modo usato per un solo altoparlante.

La linea deve essere collegata al trasformatore di uscita, alla presa di impedenza uguale all'impedenza *equivalente* del gruppo di altoparlanti o, in mancanza, alla presa d'impedenza immediatamente *inferiore*.

Supponiamo di dover collegare un gruppo di tre altoparlanti ad un amplificatore posto ad una distanza di 15 m. Ciascuno degli altoparlanti presenta una impedenza della bobina mobile di 16 Ω, per cui l'impedenza equivalente è di $16/3 = 5{,}33\ \Omega$. Sulla figura 24, il punto di intersezione fra le rette condotte da 5 Ω e 15 m cade fra le curve dei fili 13/10 e 16/10 di mm. Il filo 16/10 è quindi il più sottile che si possa usare. Poichè l'impedenza equivalente è di 5,33 Ω, la linea dovrebbe essere collegata ad una presa di 5 Ω. Nella maggior parte degli amplificatori non esiste però una presa di questo valore e pertanto verrà raccordata alla presa 4 Ω, valore molto più corrente.

Il motivo per usare un valore d'impedenza inferiore sta nel fatto che il

carico del secondario del trasformatore di uscita viene « riflesso » al primario proporzionalmente al quadrato del rapporto di trasformazione. Il fatto di collegare al secondario del trasformatore d'uscita un carico leggermente superiore produrrebbe l'effetto di aumentare il carico al primario nella proporzione indicata, per cui è preferibile un carico di valore inferiore alla cifra nominale richiesta.

Quando si collegano in parallelo alcuni altoparlanti, le impedenze delle loro bobine mobili devono essere uguali. Ogni sistema di collegamento in parallelo è un sistema a *tensione costante* e la tensione in ciascun altoparlante è la medesima. Ciascun altoparlante fornirà la medesima potenza e, supponendo identici i rendimenti, il medesimo livello sonoro.

Se vengono collegati in parallelo riproduttori d'impedenze diverse, ad esempio due di 8 Ω ed uno di 4 Ω, ogni altoparlante di 8 Ω riceverà una potenza che sarà solo la metà di quella ricevuta dall'altoparlante di 4 Ω.

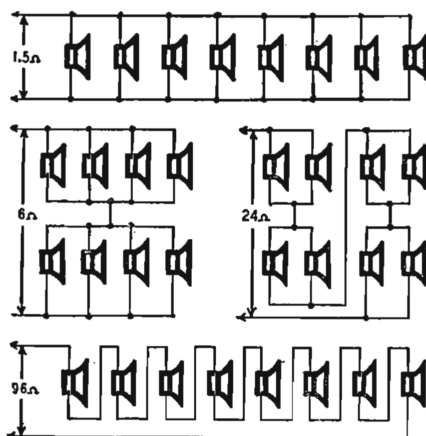


FIG. 25. - *Quattro modi diversi di collegare otto altoparlanti identici di 12 Ω ciascuno.*

Questa particolarità potrebbe essere messa a profitto nel caso in cui si desiderasse una ripartizione ineguale delle potenze. In un tale caso è però preferibile far uso di trasformatori di adattamento e di linee d'impedenza più elevate.

I collegamenti in parallelo permettono diverse combinazioni d'impedenze. L'impedenza della linea scende ad un valore molto debole, inferiore a 4 Ω, il che obbliga ad installare gli altoparlanti in prossimità dell'amplificatore o ad utilizzare conduttori di sezione molto grossa.

Il metodo migliore consiste nell'utilizzare bobine mobili d'impedenza uguale e di collegarle all'amplificatore a mezzo di una linea di 4 Ω o più.

Gli amplificatori hanno nella maggioranza dei casi una impedenza compresa fra 2 e 16 Ω (valori diversi sono raramente riscontrati).

Per facilità di calcolo supporremo negli esempi seguenti di avere a che

fare con bobine di 12 Ω. Consideriamo le possibilità di collegare otto altoparlanti di questo tipo in modo che ciascuno riceva la medesima potenza.

Dalle diverse combinazioni illustrate in figura 25 si ottengono impedenze equivalenti di 1,5, 6, 24 e 96 Ω. Un trasformatore di uscita a prese multiple difficilmente presenta tutte queste possibilità d'adattamento. Altre combinazioni sono d'altronde possibili, sostituendo uno o più riproduttori con resistenze di 12 Ω, o ancora, il numero degli altoparlanti utilizzati può non permettere un collegamento serie-parallelo così comodo come nel caso di uno degli esempi citati per otto altoparlanti.

Trasformatori d'adattamento.

Nel paragrafo relativo all'utilizzazione dell'abaco della figura 24 è stato precisato che la lunghezza della linea è talvolta eccessiva per l'impedenza terminale utilizzata, e che le perdite in linea sono allora notevolmente superiori a 0,25 dB, a meno di far uso di conduttori a grande sezione.

In questo caso è preferibile far appello ad un procedimento usato per il trasporto d'energia elettrica a grande distanza: un trasformatore elevatore all'inizio della linea ed un trasformatore riduttore all'arrivo.

In bassa frequenza, si equipaggia l'amplificatore con un trasformatore d'uscita di rapporto adatto ad una linea da 125 a 600 Ω.

I servizi di trasmissione spesso usano linee di 600 Ω, poichè le linee telefoniche (utilizzate solo per livelli molto deboli) hanno una impedenza di circa 600 Ω. Generalmente non sono utilizzate impedenze superiori a 500 Ω, in quanto la capacità ripartita delle linee lunghe causa una perdita sensibile alle frequenze elevate.

Utilizzando una linea di 500 Ω è necessario un trasformatore d'adattamento per ciascun altoparlante o gruppo di altoparlanti, al fine di ridurre la tensione al valore richiesto per ciascuna bobina mobile. Questo trasformatore deve avere un'impedenza uguale a quella della linea, ossia 500 Ω (o un altro valore corrispondente a quello della linea).

La potenza nominale del riproduttore o dei riproduttori dovrebbe evidentemente essere uguale alla potenza nominale dell'amplificatore e la potenza dell'amplificatore dovrebbe essere uguale alla potenza assorbita dagli altoparlanti. In questo modo si eviterebbe ogni sovraccarico possibile. Non tutti gli amplificatori, però, forniscono la loro potenza nominale, anche alle frequenze medie.

Per poter stabilire la linea di trasmissione è consigliabile adottare il seguente metodo sia nei casi di uguale distribuzione di potenza, che nei casi di distribuzione ineguale:

1° Determinare la potenza che deve essere applicata a ciascun altoparlante o gruppo di altoparlanti.

2° Scegliere un amplificatore capace di fornire questa potenza e moltiplicarla per l'impedenza della linea desiderata.

3° Dividere il numero ottenuto al punto 2° per la potenza desiderata al primo altoparlante o gruppo di altoparlanti. Questo quoziente corrisponde all'impedenza primaria del trasformatore d'adattamento del riproduttore o dei riproduttori.

4° Ripetere il punto 3° per ogni altoparlante o gruppo d'altoparlanti.

Esempi tipici.

Consideriamo alcuni esempi pratici per meglio comprendere quanto esposto.

La figura 26 rappresenta un altoparlante alimentato da un amplificatore di 15 W mediante una linea di 500 Ω. La potenza massima dell'altoparlante è di 30 W, e la sua impedenza nominale di 16 Ω. Logicamente la potenza che deve intervenire nel calcolo è quella dell'amplificatore.

Procediamo come indicato in 2°: 15 × 500 = 7.500, poi in 3° (7.500/15 = = 500). Si ottiene naturalmente come carico primario del trasformatore di uscita un valore identico all'impedenza della linea. Tutta la potenza è destinata ed un solo altoparlante. L'impedenza del secondario è 16 Ω.

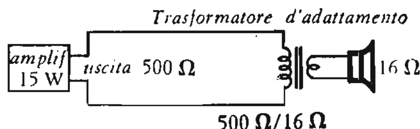


FIG. 26. - *Alimentazione di un altoparlante con una linea di* 500 Ω.

Nel caso della figura 27 abbiamo quattro altoparlanti di 16 Ω collegati in parallelo, egualmente alimentati da un trasformatore che presenta una impedenza primaria di 500 Ω. Questa volta il secondario ha una impedenza di 4 Ω. La potenza totale fornita al gruppo di altoparlanti è ancora di 15 W, ossia 15/4 = 3,75 W per altoparlante (punto 3°).

La figura 28 rappresenta quattro altoparlanti collegati lungo una linea di 500 Ω con trasformatori d'adattamento indipendenti. Supponiamo di disporre di un amplificatore di 20 W e che la potenza desiderata per ciascun altoparlante sia di 5 W. La potenza nominale di ciascun altoparlante è di 10 W, e non si ha quindi possibilità di sovraccarico.

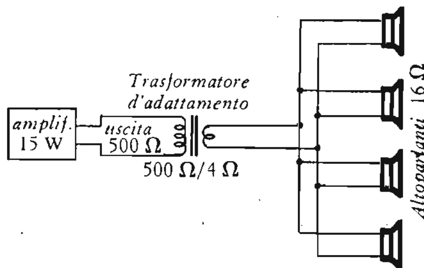


FIG. 27. - *La potenza per ogni altoparlante è di* 3,75 W.

Procedendo secondo i punti 2° e 3° della pagina 37, abbiamo: 20 × 500 = 10000 e 10000/5 = 2000. L'impedenza primaria di ciascun trasformatore deve quindi essere uguale a 2000 Ω. Siccome ogni altoparlante ha la medesima potenza, il calcolo vale per tutti. Ogni secondario deve essere adattato alla bobina mobile di ciascuno degli altoparlanti, le cui impedenze non sono necessariamente identiche.

Studiamo adesso il problema posto dalla figura 29, dove le potenze sono ripartite inegualmente. Un amplificatore di 10 W con una uscita di 500 Ω è destinato ad alimentare tre altoparlanti, dei quali il primo dovrebbe ricevere 1 W, il secondo 4 W ed il terzo 5 W. Per questo tipo di collegamento, ogni altoparlante deve essere provvisto di un trasformatore di adattamento, anche se la linea è corta. In base al metodo della pagina 37, si ha per il primo riproduttore (punto 2°) 10 × 500 = 5000, poi (punto 3°) 5000/1 = 5000; l'impedenza primaria del trasformatore d'adattamento è quindi di 5000 Ω, e quella del secondario di 4 Ω.

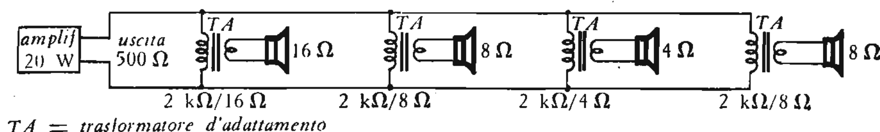


FIG. 28. - *Se la linea è lunga è necessario un trasformatore d'adattamento per ogni alto parlante.*

Per il secondo altoparlante, l'impedenza primaria del trasformatore è uguale a (punto 4°) 5000/4 = 1250 Ω. Infine per il terzo altoparlante, si ha 5000/5 = 1000 Ω. La combinazione di 5000 Ω, 1250 Ω e 1000 Ω in parallelo dà infatti 500 Ω come valore risultante, il che dimostra l'esattezza dei calcoli effettuati.

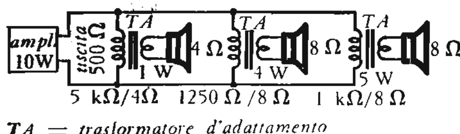


FIG. 29. - *Ciascun altoparlante necessita di un trasformatore se le potenze sono inegualmente divise.*

Le linee con impedenza inferiore a 500 Ω (250 Ω o altri valori) funzionano egualmente bene se si utilizzano conduttori di sezione sufficiente. Oltre una distanza di 125 m — numero fornito dell'abaco della figura 24 — è talvolta necessaria una impedenza più debole.

D'altra parte negli amplificatori di forte potenza che alimentano numerosi altoparlanti, l'impedenza primaria dei trasformatori d'entrata di linea supera frequentemente i 10000 Ω. Se l'impedenza della linea è di 250 Ω, può risultarne una difficoltà di realizzazione. Generalmente i trasformatori d'adattamento non hanno impedenze d'entrata di 10000 Ω.

Con un unico trasformatore d'adattamento è possibile alimentare parecchi altoparlanti senza che sia necessario porli in prossimità l'uno dell'altro. Così, ad esempio, uno dei riproduttori della figura 27 può essere situato ad una distanza massima di 18 m dal trasformatore d'adattamento, se viene collegato con una linea costituita da un filo di almeno 16/10 di mm di diametro.

L'abaco della figura 24 permette di constatare la possibilità di realizzazione di questo procedimento (con notevole economia poichè il filo è molto più a buon mercato di un trasformatore d'adattamento di qualità).

È sconsigliabile eccedere con una lunghezza di linea superiore a 300 m, anche con una impedenza di 500 Ω. Una ragione è che la capacità in parallelo della linea raggiunge a questa distanza, un valore tale da influire sulla qualità della riproduzione. La caduta disastrosa delle frequenze elevate provoca una perdita d'intellegibilità che limita l'interesse dell'impianto. Una seconda ragione è la perdita di potenza: se questa è mantenuta a 0,25 dB al massimo, rappresenta il 10 % della potenza utile. In un impianto da 50 W vanno persi 5 W. Il prezzo di un amplificatore è elevato, e tutte le dispersioni di energia si traducono in una perdita di denaro.

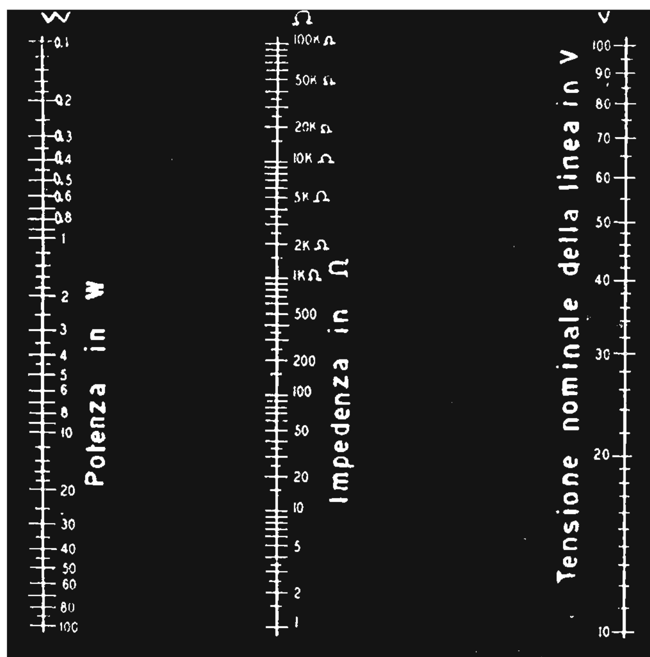


FIG. 30. - *Abaco che dà l'impedenza in funzione della potenza in una linea a tensione costante.*

Se si devono collocare degli altoparlanti a più di 300 m da un amplificatore di grande potenza, è preferibile installare un secondo amplificatore meno potente in prossimità di questi riproduttori, effettuando il collegamento mediante una linea di 500 Ω. Un tale sistema assicura inoltre una miglior resa delle alte frequenze.

Linea di alimentazione a tensione costante.

Il *sistema a tensione costante* è abitualmente calcolato per una tensione nominale invariabile, fissata a 70 V negli Stati Uniti e a 100 V in Europa.

Il sistema a tensione costante ha l'apparente svantaggio di richiedere

un trasformatore d'uscita per ogni altoparlante. I montaggi delle figure 28 e 29 a prima vista sembrano poco vantaggiosi, poichè necessitano di trasformatori d'uscita separati, tuttavia questo difetto è più apparente che reale. Quando un amplificatore non deve alimentare che un solo altoparlante posto a breve distanza, non vi è nessun interesse ad utilizzare due trasformatori ed una linea; la cosa avrebbe l'effetto di far crescere inutilmente il prezzo dell'insieme, aumentando sensibilmente la caduta delle frequenze elevate. Il problema è però diverso quando si tratta di alimentare parecchi altoparlanti.



Fig. 31. - *Abaco che permette di ottenere l'impedenza della linea in funzione del rapporto di trasformazione.*

In un circuito a tensione costante tutti i riproduttori sono sempre collegati in parallelo, anche quando le potenze applicate non sono uguali. Quando parecchi altoparlanti sono collegati direttamente in parallelo, la loro impedenza risultante diminuisce con l'aumentare delle perdite di potenza d'uscita nella linea, a meno che si faccia uso di conduttori a forte sezione. Una linea a tensione costante permette di mantenere le impedenze a valori ragionevoli.

Come abbiamo detto, una tale linea viene calcolata per una tensione di 70 o 100 V. Ciò non significa che il segnale deve necessariamente raggiungere *sempre* 70 o 100 V, poichè naturalmente varia nel medesimo rapporto del segnale d'entrata, ma la tensione indicata rappresenta il *livello nominale massimo*.

Immaginiamo che un segnale sinusoidale applicato all'entrata carichi completamente l'amplificatore. Quest'ultimo può essere considerato come un generatore che fornisca una tensione costante a tutti gli altoparlanti collegati sulla linea. La potenza consumata da ogni riproduttore dipende della propria impedenza e dalla tensione della linea.

Come abbiamo constatato, ogni altoparlante è munito di un trasformatore che assicura la trosformazione dell'impedenza relativamente debole della bobina mobile, in una impedenza superiore che permette di sopportare la potenza nominale in rapporto alla tensione della linea.

Alcuni altoparlanti sono muniti di trasformatori che comportano parecchie prese al primario al fine di poter regolare la potenza che viene applicata, facilitando l'installazione ed evitando le perdite causate dai controlli di volume individuali. Questi stessi trasformatori sono talvolta progettati per differenti impedenze di bobina mobile. È quindi sempre possibile utilizzare i metodi precedentemente descritti per il collegamento di parecchi altoparlanti, o utilizzare gli abachi delle figure 30 e 31.

La figura 32 dà un semplice esempio di applicazione. I trasformatori d'uscita degli altoparlanti 1 e 2 presentano ciascuno una impedenza primaria di 5000 Ω, e quindi possono ammettere una potenza di 2 W ciascuno a 100 volt (abaco della fig. 30). L'altoparlante 3 ha una bobina mobile di 2 Ω ed utilizza un trasformatore di rapporto 70/1.

Con l'aiuto dell'abaco della figura 31, si constata che questo rapporto corrisponde ad una impedenza di 10000 Ω circa. Per una tensione di linea di 100 V, il terzo altoparlante riceve quindi 1 W (fig. 30). La potenza totale è dunque di 2 + 2 + 1 = 5 W. Riprendendo l'abaco della figura 30, si ottiene una impedenza equivalente di 2000 Ω (sempre per 100 V). Per conseguenza per alimentare i tre riproduttori, l'amplificatore deve fornire 5 W con un carico di 2000 Ω.

Un amplificatore è sempre utilizzabile per alimentare un carico che consumi una potenza inferiore a quella fornita. Supponiamo ad esempio che un amplificatore di 60 W sia utilizzato per fornire i 5 W necessari al montaggio precedente. Ad una potenza di 60 W con una tensione di 100 V necessita un adattamento d'impedenza di 170 Ω. (Si è usata la tensione nominale per calcolare le impedenze d'uscita dell'amplificatore e dell'altoparlante).

Il carico realmente collegato è di 2000 Ω. Un amplificatore che lavori in queste condizioni, con un carico così debole avrà un funzionamento instabile.

Per evitare gli inconvenienti che ne risulterebbero può essere aggiunto un carico ohmico supplementare onde assorbire l'eccedenza della potenza. Nell'esempio suddetto è necessaria una resistenza che assorba 50 W circa e l'abaco della figura 30 mostra che il suo valore ottimo sarebbe di 200 Ω. Se l'amplificatore fosse destinato a funzionare in servizio continuo ed al suo regime massimo, questa resistenza dovrebbe effettivamente essere prevista per dissipare 50 W, ma in pratica può essere utilizzata una resistenza molto più piccola (10 o 20 W).

Talvolta si pone il problema inverso, quando il carico nominale collegato all'uscita dell'amplificatore *eccede* il valore ottimo per il quale è previsto l'amplificatore.

Supponiamo ad esempio che il carico sia costituito da un certo numero di riproduttori che possono fornire una potenza di 80 W, ripartita fra altoparlanti di 2 e 5 W su una linea di 100 V. L'impedenza di carico richiesta (E^2/W) sarà 10.000/80 = 125 Ω. Il carico normale di un amplificatore di 20 W in una linea alimentata a 100 V è di 500 Ω, per cui collegando un carico di 125 Ω ad un tale amplificatore si produrrà una caduta della potenza a circa 5 W e contemporaneamente si osserverà una notevole distorsione.

L'uscita dell'amplificatore dovrà pertanto essere adattata all'impedenza reale degli altoparlanti, ossia 125 Ω, per cui si avrà una potenza di 20 W a 50 V (in base all'abaco della figura 30), in luogo dei 100 V primitivamente previsti. In conseguenza gli altoparlanti di 2 W e 5000 Ω d'impedenza non riceveranno che una potenza di 0,5 W ciascuno, e gli altoparlanti di 5 W — 2000 Ω non riceveranno che 1,25 W ciascuno. Va tuttavia notato, che l'attenuazione apportata non sarà che di 6 dB, per cui sarà ancora disponibile una potenza sufficiente.

Una linea a tensione costante non necessita obbligatoriamente di trasformatori speciali, ed alcune precisazioni a questo proposito non sembrano inutili. I trasformatori di uscita disponibili in commercio sono generalmente caratterizzati dal rapporto del numero di spire del primario e del secondario, o dal rapporto delle impedenze sulle quali sono connessi questi avvolgimenti. L'abaco della figura 31 indica il *rapporto delle spire,* ma il *numero di spire* di ciascun avvolgimento deve soddisfare ad alcune condizioni. Un trasformatore per microfono dinamico sovente ha lo stesso rapporto di un trasformatore per altoparlante, ma ciò non significa che siano intercambiabili. Un buon metodo che permette di accertare se un trasformatore di uscita può

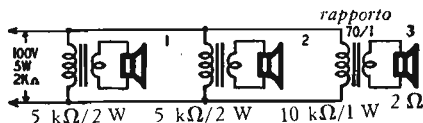


FIG. 32. - *Linea a tensione costante con ripartizione ineguale delle potenze.*

convenire ad un dato montaggio, consiste nel verificare con un ohmetro se la resistenza di ciascun avvolgimento è compresa fra il 2 % e il 20 % dell'impedenza per la quale deve essere utilizzato. Una cifra infriore al 2 % indica che l'induttanza è notevolmente inferiore al valore richiesto; 20 % o più significa che la resistenza è eccessiva e che assorbirà una importante frazione della potenza acustica.

Se la resistenza della bobina mobile è troppo debole per permettere una misura leggibile sull'ohmetro, la resistenza dell'avvolgimento opposto deve essere paragonata all'impedenza nominale di lavoro. Così, per esempio, un avvolgimento previsto per un'impedenza di 5000 Ω deve avere una resistenza compresa fra 100 e 1000 Ω.

Quando un trasformatore dà come riferimento il rapporto d'impedenze primario-secondario — ad esempio 7000 Ω/3,5 Ω —, significa che il costruttore ha determinato l'impedenza di lavoro *ottima* di questo trasformatore. Se viene utilizzato in queste condizioni, ci si può aspettare un rendimento superiore all'80-90 % ed una buona risposta alle basse frequenze; queste impedenze non sono comunque le sole alle quali possa lavorare il trasformatore, ma è importante che il loro *rapporto* resti lo stesso, ossia 4000/2, 10000/5, ecc.

Come abbiamo già detto le possibilità di utilizzazione devono però restare circoscritte entro certi limiti. Se il trasformatore viene collegato a impedenze non comprese fra il terzo ed il triplo dei valori per il quale è stato calcolato, risulterà inefficiente.

Capitolo 6

Regolatori di tensione negli amplificatori ad alta fedeltà

I regolatori di tensione sono largamente utilizzati per stabilizzare gli oscillatori alta frequenza nei ricevitori e nelle trasmittenti. Il loro scopo è di diminuire lo slittamento di frequenza provocato dalle variazioni della tensione d'alimentazione. Molto meno conosciuta, ma forse più interessante, è l'utilizzazione di regolatori, particolarmente di tubi a gas, negli amplificatori ad alta fedeltà. Essi permettono in modo efficace e poco oneroso la riduzione del livello di ronzio ed il miglioramento della risposta ai transitori, trasformando un amplificatore medio in un apparecchio di eccellente qualità.

Un regolatore di tensione può essere considerato come un filtro passa-basso di grande efficacia, costituito da un'impedenza A in serie e da un'impedenza in parallelo, B (fig. 33).

Secondo la legge di Kirchoff, quando si applica una corrente ad una rete costituita da parecchie diramazioni in parallelo, la corrente si suddivide fra queste diramazioni in modo inversamente proporzionale alla loro resistenza o (nel caso di corrente alternata) alla loro impedenza.

Nel filtro passa-basso equivalente alla figura 33, la corrente si suddivide fra l'elemento in serie A e l'elemento in parallelo B. Se la resistenza o l'impedenza combinata dell'elemento serie A e del carico è 10 volte superiore all'impedenza dell'elemento parallelo B, 90 % della corrente circola in B e solo il 10 % in A e nel carico.

In un alimentatore la corrente raddrizzata può essere scomposta in una componente di corrente continua e parecchie componenti di corrente alternata aventi delle frequenze multiple di quelle della rete. Queste sono indesiderabili per il ronzio che producono ed è quindi necessario inserire fra il raddrizzatore e l'utilizzazione un circuito serie che offra una impedenza elevata alla corrente alternata e una debole resistenza alla corrente continua e, un circuito parallelo che presenti le caratteristiche inverse. Abitualmente si ottiene questo risultato mediante una resistenza o una induttanza in serie e due condensatori in parallelo.

Sembrerebbe quindi facile eliminare il ronzio senza ridurre troppo la tensione continua, ma purtroppo per la frequenza della componente più

importante (50 o 100 Hz) sono necessarie induttanze e condensatori relativamente ingombranti e costosi; inoltre quando il livello di ronzio deve essere mantenuto ad un livello inferiore di 60 dB o più al segnale utile (che significa una riduzione a 1/10000 e persino a 1/100000 del valore iniziale), possono essere necessarie quattro o cinque cellule di filtro.

Da questa ragione nasce l'interesse per i tubi a gas, che possono assicurare le medesime funzioni con un ingombro ed un costo notevolmente inferiori.

L'utilizzazione di questi tubi come filtri di ronzio si combina perfettamente con la loro utilizzazione come filtri di disaccoppiamento.

Risposta di un amplificatore.

Un amplificatore ideale dovrebbe fornire una tensione d'uscita di forma analoga a quella della tensione d'entrata, ma di ampiezza molto più grande: non dovrebbe aggiungere ne togliere nulla a quello che è il segnale iniziale. In pratica un amplificatore dà sempre luogo a distorsioni di diversa natura.

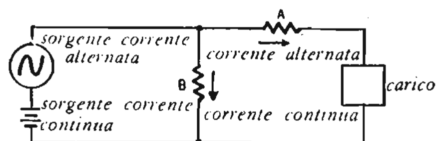


Fig. 33. - *Ruolo dell'elemento A in serie e dell'elemento B in derivazione in un filtro passa-basso.*

Un amplificatore che possegga una buona risposta o *definizione* fornisce segnali molto poco deformati in un campo esteso di frequenze. La risposta può essere grosso modo paragonata al potere separatore di un apparecchio fotografico, nel quale un elevato potere separatore permette di rilevare in un'immagine certi dettagli che passerebbero totalmente inosservati se l'immagine fosse ripresa con un altro apparecchio di debole potere separatore.

Per similitudine un amplificatore ed alta fedeltà riproduce distintamente le note emesse da ciascuno degli strumenti, mentre un amplificatore qualunque fornisce suoni che non permettono la distinzione di certi strumenti, alterando il tono dell'audizione.

La definizione di un amplificatore dipende prima d'ogni cosa dalla sua risposta ai transitori. Un amplificatore che presenta una buona risposta ai transitori, non ha tendenza alla risonanza, all'oscillazione o alla reazione.

Deve essere puramente un riproduttore, mai un oscillatore, ma questo è più facile da definire che da ottenere. Molti amplificatori sono piuttosto degli oscillatori. In un punto determinato della loro gamma di frequenza entrano in risonanza e si mettono a oscillare per reazione sotto l'azione di un parassita a fronte ripido. Queste oscillazioni che non sono sempre rilevabili, si manifestano sotto forma di un « trascinamento » di suoni costituito da una serie di echi del segnale. Questo effetto piace ad alcuni ascoltatori poichè simula il riverbero che si produce in alcune sale, ma riduce la definizione dell'amplificatore, offuscando i suoni e modificando i timbri degli strumenti.

Oscillazioni transitorie.

La figura 34 dà una spiegazione del fenomeno; la parte superiore (fig. 34-*a*) rappresenta un treno di onde musicali ottenute al pianoforte, col pedale della sordina premuto dal piede. Le differenti creste fra le ampiezze massime sono nette e ben distinte. Un amplificatore instabile fornisce però il segnale rappresentato dalla figura 34-*b*, nella quale ciascuno degli impulsi è prolungato da un impulso parassita di trascinamento o di eco, che, non solo modifica la forma dell'impulso originale, ma colma anche parte della cresta. La separazione fra gli impulsi non è più netta, e la qualità di riproduzione lascia molto a desiderare. Si ottiene infatti esattamente la forma d'onda che sarebbe stata emessa dal pianoforte se il pedale non fosse stato premuto.

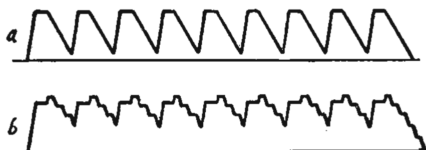


Fig. 34. - a) *Oscillogramma originale di una nota di pianoforte.* b) *Oscillazioni aggiunte dagli echi a ciascuno degli elementi del segnale.*

Inoltre se l'amplificatore entra in risonanza ad una determinata frequenza può mettersi ad oscillare sotto l'azione di un impulso a scatto di forte ampiezza; negli amplificatori ad alta fedeltà queste frequenze sono oltre la gamma d'udibilità, ma ciononostante queste oscillazioni provocano due effetti disastrosi: primo, provocano della distorsione d'intermodulazione; secondo, poichè le ampiezze istantanee sono notevolmente superiori a quelle del segnale, possono portare uno o due stadi a lavorare, sotto l'effetto della saturazione, in una regione non lineare della loro caratteristica ed essere la causa di distorsioni violente, anche con deboli livelli d'entrata. Riassumendo, un amplificatore di buona qualità non deve entrare in risonanza o in oscillazione spontanea. La curva di risposta deve essere piana per un notevole margine al di sotto ed al di sopra della gamma delle frequenze udibili (da 10 a 100000 Hz negli amplificatori di qualità). Bisogna inoltre tentare di eliminare o di ridurre i disturbi causati da accoppiamenti parassiti, che sono inevitabili quando si alimentano parecchi stadi con la medesima sorgente.

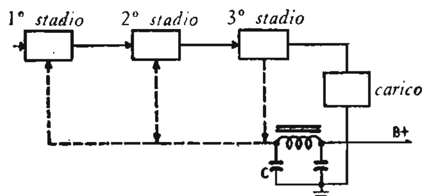


Fig. 35. - *Accoppiamenti di reazione possibili in un amplificatore ad alimentazione unica B senza disaccoppiamento.*

La figura 35 rappresenta uno schema semplificato d'amplificatore a tre

stadi con alimentazione comune e senza filtri di disaccoppiamento. Le linee tratteggiate rappresentano gli accoppiamenti di reazione creati dalla linea d'alimentazione comune. Se il condensatore C non presenta una impedenza trascurabile per la *totalità* dei segnali, una parte della tensione dallo stadio d'uscita viene reiniettata al primo e al secondo stadio. Se il segnale riapplicato all'entrata di uno di questi stadi è in fase con il segnale incidente prende vita una oscillazione, e l'amplificatore entra in risonanza in un punto determinato della sua gamma.

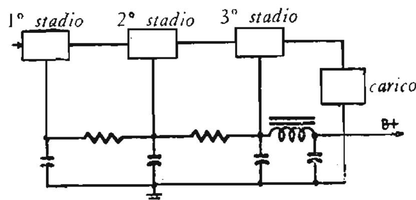


Fig. 36. - *Disaccoppiamento a resistenze e capacità in un amplificatore a tre stadi.*

In qualunque amplificatore a tre stadi con collegamento a resistenza o a due stadi con collegamento a trasformatore, si hanno sempre due stadi in fase, ad una frequenza determinata. Allo scopo di diminuire la reazione è necessario inserire dei filtri passa-basso nella linea d'alimentazione di questi stadi. La figura 36 dà un'idea di queste reti di disaccoppiamento, che riducono notevolmente la reazione alle frequenze normali, ma che sono prive di effetto al disotto di 50 Hz, poichè la capacità dei condensatori non è sufficiente.

È in parte per questa ragione che la gamma degli amplificatori a buon mercato non si estende al di sotto di 100 Hz.

Come abbiamo già precisato un vero amplificatore ad alta fedeltà deve però dare ottime prestazioni per una banda di frequenze comprese fra 10 e 100000 Hz. Come effettuare un disaccoppiamento efficiente ad una frequenza tanto bassa di 10 Hz? Un metodo consiste nel far uso di due o più alimentazioni come vien fatto in alcuni amplificatori costosi. Un'altra soluzione, più semplice ma egualmente efficace, consiste nell'utilizzare uno o più tubi a gas in diversi punti appropriati negli accoppiamenti d'alimentazione.

Disaccoppiamento con tubi regolatori a gas.

Ogni regolatore che mantenga una tensione continua assolutamente costante assicura automaticamente il disaccoppiamento *perfetto* di una tensione alternata.

Utilizzato come elemento collegato in parallelo (fig. 33), un tubo a gas costituisce un disaccoppiamento perfetto; inoltre il montaggio è semplice ed economico poichè in molti amplificatori è sufficiente un solo tubo.

L'utilizzazione combinata di elementi RC e di un tubo a gas permette l'eliminazione completa del ronzio e del pericolo di reazione negli amplificatori a cinque o anche sei stadi (se gli stadi d'entrata e d'uscita sono in controfase e se non vi è nessun collegamento con trasformatore).

Un tubo a gas è utile soprattutto nello stadio d'entrata di un preamplificatore. Un esempio di utilizzazione per un pick-up dinamico o a riluttanza variabile è dato dalla figura 37. Se si tratta di un amplificatore commerciale, la resistenza di 10.000 Ω ed il tubo a gas vanno aggiunti, come indica la figura, fra il polo positivo della linea d'alimentazione e la massa. Se il preamplificatore è una costruzione d'amatore, la resistenza serie di 33.000 Ω ed il condensatore di filtro di 16 μF possono essere omessi. In ogni caso la resistenza di 0,15 MΩ inserita nel circuito equalizzatore può essere rimossa poichè e destinata a limitare la compensazione dei bassi onde evitare il crepitio. Con il miglioramento del disaccoppiamento procurato dal tubo a gas questa limitazione non è più necessaria, e l'omissione di questa resistenza estende verso i bassi la gamma di frequenze.

L'utilizzazione di un tubo regolatore è sempre molto semplice, qualunque sia il circuito nel quale è utilizzato. Il tubo è semplicemente messo al posto della rete di disaccoppiamento abituale; bisogna evidentemente sceglierlo in funzione della tensione d'alimentazione dello stadio, osservando che un circuito previsto per essere alimentato a 250 V può funzionare bene anche con una tensione di 150 V. In ogni caso il miglioramento del disaccoppiamento estende la curva di risposta verso le frequenze basse, permettendo l'utilizzazione di condensatori di catodo e di collegamento interstadiale di valore più elevato (almeno 25 μF).

FIG. 37. - *Regolazione di tensione in un preamplificatore per pick-up a riluttanza variabile.*

La resistenza serie R (fig. 37) deve essere regolata in modo che una corrente minima di 10 mA circoli nel regolatore. I tubi a gas hanno una portata da 6 a 30-40 mA. Quando R è regolata a circa la metà di questa portata sostituirla con una resistenza fissa. Parecchi stadi possono essere comandati da un solo tubo, all'espressa condizione che la corrente totale che lo attraversi non ecceda 30 o 40 mA. Concludendo, con l'aggiunta di un tubo regolatore a gas in un amplificatore correttamente studiato, che presenti una gamma di frequenza molto larga, risulta una risposta eccellente ai transitori, particolarmente verso le frequenze molto basse.

Gli amplificatori che utilizzano pentodi o tetrodi in classe AB, necessitano di una tensione schermo regolata a piena potenza. Questo risultato può essere ottenuto mediante uno o più tubi a gas montati in serie, la cui tensione di servizio totale corrisponda evidentemente alla tensione schermo necessaria. Il tubo 0B3 funziona a 90 V, lo 0B2 e lo 0C3 a 105 V e lo 0A2 e lo 0D3 a 150 V. Il VR75 (d'impiego meno frequente) non richiede che 75 V.

L'uso dei tubi regolatori a gas richiede tuttavia l'osservanza di alcune precauzioni: un tubo a gas può oscillare quando è messo in parallelo con un condensatore di valore elevato (0,5 μF) o con un circuito a resistenze e capacità. Non entra in azione che quando è acceso. È sensibile alla luce e la tensione ai suoi terminali è più debole in presenza di luce che in sua assenza. Quest'ultimo fenomeno ha un effetto molto limitato e senza inconvenienti pratici sul funzionamento.

Il tubo a gas è in un certo modo una resistenza di zavorra. La corrente che lo attraversa deve essere fornita dall'alimentazione, che pertanto deve essere progettata considerando questo fattore.

Capitolo 7

Misure d'impedenza sugli altoparlanti

Per lo studio razionale di un sistema di riproduzione sonora è necessaria la conoscenza dell'impedenza *reale* della bobina mobile di ciascun altoparlante, che sia correttamente caricato.

L'impedenza nominale indicata dal costruttore (generalmente da 400 a 1000 Hz) è insufficiente, poichè l'impedenza reale alle frequenze di risonanza può talvolta essere dieci volte superiore al valore indicato. Le impedenze del primario del trasformatore d'adattamento e della bobina mobile devono essere misurate a tutte le frequenze comprese nella gamma di funzionamento; in particolare, la misura dell'impedenza della bobina mobile permette di determinare le frequenze di risonanza dell'altoparlante.

Il metodo descritto in questo capitolo può essere utilizzato non solo per i riproduttori, ma anche per la misura di altre impedenze, quali ad esempio quelle di una testina d'incisione per dischi o di registrazione magnetica.

La variazione d'impedenza della bobina mobile in funzione della frequenza permette di valutare il rendimento. Un'altoparlante di qualità correttamente caricato (con il suo schermo acustico) ha una impedenza pressochè costante, mentre un altoparlante a buon mercato presenta una o più frequenze di risonanza marcate, soprattutto nelle basse frequenze per le quali l'impedenza della bobina mobile è notevolmente superiore a quella che si rileva alle altre frequenze.

La conoscenza dell'esatta impedenza della bobina mobile è particolarmente importante per il montaggio ed il funzionamento corretto di un insieme di altoparlanti.

Nel capitolo quinto sono riportati parecchi esempi di montaggi d'altoparlanti multipli.

L'impedenza di una bobina mobile è data dal rapporto fra la tensione applicata ai terminali di questa bobina e l'intensità della corrente che l'attraversa, con i due valori espressi in valori efficaci o massimi:

$$Z = \frac{E}{I}$$

Di che cosa si compone questa impedenza?

Come indica la figura 38, l'impedenza di un altoparlante comprende la resistenza ohmica o resistenza alla corrente continua del filo, la resistenza di irradiazione dovuta alla trasformazione dell'energia elettrica in energia sonora, la resistenza meccanica dovuta alla non perfetta flessibilità della sospensione della membrana ed un certo numero di reattanze (le quali variano con la frequenza).

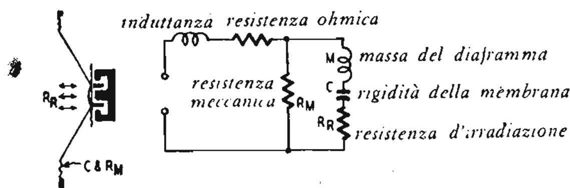


FIG. 38. - *Circuito elettricamente equivalente ad un altoparlante.*

Le reattanze induttive che aumentano con la frequenza comprendono l'induttanza dovuta alla bobina mobile e quella dovuta alla sua massa. Le reattanze capacitive sono inversamente proporzionali alla frequenza e comprendono quella dovuta al centratore di fissaggio e quella della membrana, considerando in quest'ultima la reattanza dovuta all'elasticità della massa di aria posta nell'asse del cono.

Metodi di misura.

Come esistono due metodi classici per la misura di una resistenza — legge di Ohm e ponte di Wheatstone — ne esistono due anche per la misura di un'impedenza.

Per l'utilizzazione della legge di Ohm in corrente alternata basta applicare la formula $Z = \frac{E}{I}$, nella quale Z è l'impedenza in ohm, E la differenza di potenziale in volt ed I la corrente in ampere. Facendo passare una

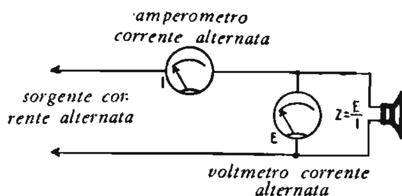


FIG. 39. - *Misura d'impedenza con voltmetro e amperometro.*

corrente alternata di frequenza adatta nella bobina mobile, basta effettuare due misure. Il montaggio usato è quello della figura 39. Disponendo di una sorgente d'alimentazione alternata a tensione costante, si può anche graduare l'amperometro direttamente in ohm.

Metodo del ponte.

Per effettuare una misura d'impedenza precisa è preferibile disporre di un ponte di misura, poichè è necessario un equilibrio sia per l'elemento resistente che per l'elemento reattivo (fig. 40). Purtroppo questo metodo è più lungo e noioso ed i tecnici generalmente preferiscono un mezzo più rapido.

Metodo di paragone delle tensioni.

Se la medesima corrente circola in due elementi in serie, la tensione ai terminali di questi elementi è proporzionale alle loro impedenze.

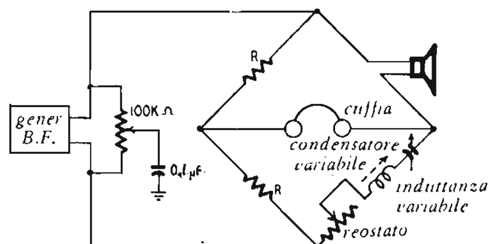


FIG. 40. - *Ponte per la misura di bobine mobili d'impedenza elevata.*

Per misurare l'impedenza di una bobina mobile si monta quest'ultima in serie con una resistenza di 10 W e si realizza il montaggio della figura 41. La resistenza deve avere un valore due volte circa superiore all'impedenza presunta dell'altoparlante e deve essere misurata con precisione.

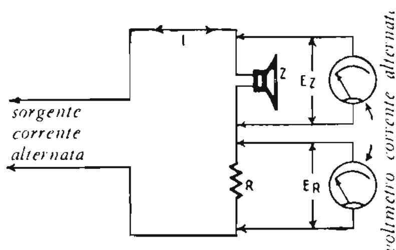


FIG. 41 - *Misura dell'impedenza di un altoparlante con un voltmetro una resistenza ed un oscillatore.*

Il metodo di paragone consiste nel misurare la tensione ai terminali dell'altoparlante e confrontarla con quella che è stata rilevata ai terminali della resistenza per tutta la gamma delle frequenze udibili.

Poichè la bobina mobile e la resistenza sono montate in serie, i due elementi vengono percorsi dalla medesima corrente e l'impedenza dell'altoparlante può essere dedotta dalla formula:

$$Z_s = R \frac{E_z}{E_R}$$

nella quale Z_s è l'impedenza della bobina, R il valore della resistenza in ohm, E_z la tensione ai terminali dell'altoparlante, E_R la tensione ai terminali della resistenza.

La frequenza dell'oscillatore o del generatore viene inizialmente stabilita a 1000 Hz, e la tensione d'uscita regolata in modo di permettere delle letture sufficienti ai terminali dell'altoparlante e della resistenza. Il miglior procedimento consiste nel regolare il livello di uscita in modo che la somma delle due letture sia inferiore alla deviazione totale degli apparecchi di misura, onde evitare il cambio della scala di lettura per ogni variazione d'impedenza.

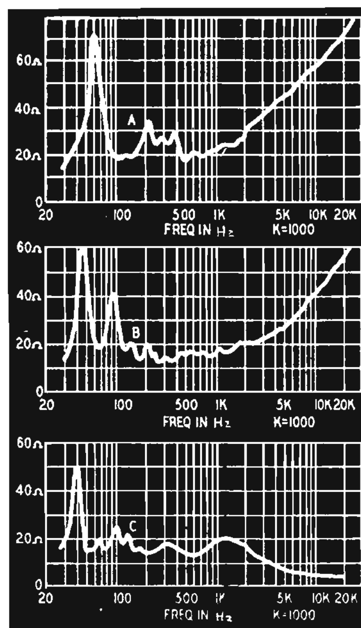


FIG. 42. - *Alcune curve tipiche di impedenza.*

Se il voltmetro usato è poco sensibile, il livello d'uscita deve essere aumentato — ammettendo che i vicini e l'amplificatore lo permettono — sino ad ottenere una lettura agevole; la misura però risulterà meno precisa.

Iniziare preferibilmente la misura a 1000 Hz ed analizzare in modo continuo lo spettro delle frequenze comprese fra 1000 e 20 o 30 Hz.

Poichè alcuni altoparlanti presentano punti d'impedenza molto vicini gli uni agli altri, si deve effettuare un certo numero di misure ad intervalli ravvicinati, particolarmente alle frequenze basse, se si vuole ottenere una curva precisa delle variazioni d'impedenza. A questo scopo procedere come segue: dopo ciascuna misura lasciare il voltmetro collegato ai terminali dell'altoparlante e rilevare i picchi e gli avvallamenti della curva facendo variare la frequenza del generatore attorno ad ogni picco.

Dopo aver esaminato la gamma delle frequenze basse, passare all'esame della gamma superiore ai 1000 Hz. La curva rilevata in questa regione è generalmente regolare, ma l'analisi continua della gamma permette di scoprire l'esistenza di eventuali picchi d'impedenza. Le letture di tensione devono essere in seguito convertite in valori d'impedenza.

La figura 42 mostra alcune curve tipiche d'impedenza di altoparlanti. La curva A è quella di un altoparlante a semplice cono di 38 cm, montato in cassetta aperta. La curva B è quella dello stesso altoparlante montato in « bass-reflex » angolare di 0,2 m^3. La curva C è quella di un sistema di due altoparlanti a tromba con filtro di taglio a 800 Hz. Esaminando queste curve si constata che l'impedenza nominale indicata in 16 Ω è, per molte frequenze, inferiore all'impedenza reale. I picchi d'impedenza rilevati nelle frequenze basse sono dovuti alla risonanza della bobina mobile. Ogni risonanza può provenire dall'altoparlante stesso o dalla combinazione dell'altoparlante col carico acustico della cassetta.

L'aumento d'impedenza alle frequenze elevate è dovuto all'induttanza della bobina mobile; questa induttanza, troppo elevata per gli alti è invece necessaria per i bassi. Gli altoparlanti coassiali e gli altoparlanti raggruppati permettono di evitare questo inconveniente, attribuendo a ciascuno degli elementi o dei riproduttori una gamma di frequenza da riprodurre molto ridotta.

La sommità della curva A corrisponde alla frequenza di risonanza della membrana; il montaggio in cassetta aperta non produce che un minimo effetto di smorzamento di questa risonanza.

Il carico acustico presentato dalla cassetta bass-reflex sposta la risonanza della membrana verso le frequenze più elevate, risultando meno importante che nel caso precedente; si osserva però una risonanza supplementare di frequenza più bassa dovuta alla massa d'aria della cassetta.

Gli altoparlanti a tromba presentano una curva d'impedenza più uniforme sino a circa 100 Hz. Al disotto si osserva una punta corrispondente alla frequenza di taglio della tromba ed alla risonanza della membrana; questa permette alla risposta di risalire alle frequenze basse per le quali la tromba diviene inefficace. Ci si chiederà la ragione per la quale l'impedenza dell'altoparlante cresce in questo momento, e comprendere questo fenomeno ci sarà di grande aiuto.

La tensione alternata fornita dall'amplificatore determina la circolazione di una corrente nella bobina mobile, che pertanto vibra nel campo magnetico dell'altoparlante. Questa vibrazione della bobina nel campo magnetico genera una forza contro-elettromotrice d'induzione, di senso opposto alla tensione di comando originale.

Quando viene raggiunta la frequenza di risonanza dell'altoparlante la massa della bobina mobile e della membrana si accordano esattamente con l'elasticità dell'aria ambiente, determinando movimenti di grande ampiezza della membrana e della bobina. Anche la forza contro-elettromotrice aumenta portando una diminuzione della corrente che percorre la bobina ed un aumento della sua impedenza.

E' evidente che se un amplificatore presenta un'impedenza interna elevata, un'aumento pronunciato dell'impedenza dell'altoparlante determina un rialzo correlativo di tensione ai suoi terminali, aumentando ancora la ten-

denza alla risonanza. Nel capitolo 8 sono descritti alcuni metodi per il calcolo delle impedenze interne di un amplificatore.

La figura 43 riassume quanto abbiamo detto; essa rappresenta la risposta in frequenza di un altoparlante di 38 cm montato in bass-reflex angolare di 0,2 m^3, comandato da un amplificatore il cui coefficiente di smorzamento può variare. Le curve sono state ottenute facendo variare la resistenza interna di un amplificatore di alta qualità.

In ciascun caso la curva di risposta dell'amplificatore primitivamente caricato con una resistenza è assolutamente piatta in tutta la gamma delle frequenze udibili.

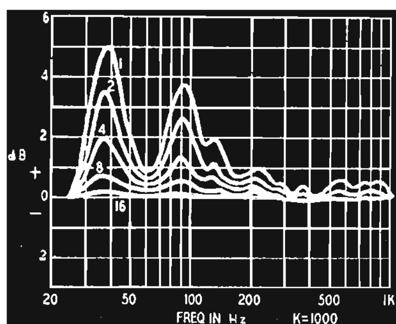


FIG. 43 - *Effetto dello smorzamento dell'amplificatore sulla curva di risposta.*

Le variazioni d'ampiezza delle curve sono prodotte dalle variazioni di impedenza dell'altoparlante in funzione della frequenza e del coefficiente di smorzamento dell'amplificatore. Bisogna tener presente che con un coefficiente di smorzamento uguale o superiore a 8, le variazioni d'impedenza dell'altoparlante, anche importanti, non hanno effetto. Con un coefficiente di smorzamento di 4, la variazione d'ampiezza è già percettibile, ma diviene importante determinando i massimi pronunciamenti alle frequenze basse, quando il coefficiente di smorzamento scende a 2 o 1.

Un altro punto importante è l'effetto dello smorzamento sull'attitudine dell'altoparlante a riprodurre i transitori; questi inducono l'altoparlante a vibrare al suo punto di risonanza, a meno che l'altoparlante non sia allo smorzamento *critico*. Parte di questo smorzamento è dovuto al carico acustico della cassetta, dello schermo acustico o della tromba e parte alla resistenza interna dell'amplificatore. Varia poco se la resistenza interna dell'amplificatore scende a meno di 1/8 o 1/10 della resistenza interna della bobina mobile.

Un coefficiente di smorzamento di almeno 3 nella gamma di frequenza completa dell'amplificatore costituisce un buon margine di sicurezza.

Le misure di impedenza interna sono peraltro una prova importante per i fabbricanti di amplificatori. Gli insegnamenti ottenuti, aggiunti a quelli procurati dalle misure d'impedenza permetteranno d'ottenere un miglioramento considerevole delle prestazioni degli apparecchi.

Utilizzazione di un oscilloscopio.

Un metodo molto interessante per le misure d'impedenza degli altoparlanti consiste nell'utilizzare un oscilloscopio come voltmetro: metodo che ha il vantaggio di permettere l'osservazione simultanea di due tensioni sullo schermo. Come indica la figura 44, la bobina mobile ed un potenziometro calibrato sono montati in serie; le tensioni sono applicate alle placche verticali ed alle placche orizzontali (mediante gli amplificatori dell'oscilloscopio).

Seguiamo il procedimento: sostituire inizialmente la bobina mobile con una resistenza di valore conosciuto, (5 Ω ad esempio) e regolare il potenziometro al medesimo valore. Regolare in seguito l'amplificazione di ciascuno degli amplificatori dell'oscilloscopio in modo d'ottenere sullo schermo una linea inclinata a 45°. E' molto importante l'esattezza di questa operazione. L'ampiezza orizzontale della traccia deve essere esattamente uguale all'altezza verticale, come in fig. 44. Dopo questa regolazione non ritoccare più i comandi d'amplificazione. Sostituire nuovamente la resistenza di 5 Ω con la bobina mobile.

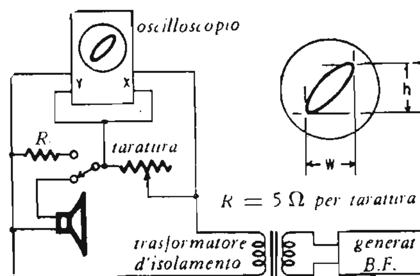


FIG. 44. - *Come utilizzare un oscilloscopio per il confronto delle tensioni e delle impedenze.*

A partire da questo momento è possibile procedere in due modi diversi.

Metodo A - Senza toccare i comandi dell'oscilloscopio misurare accuratamente le proiezioni orizzontale (w) e verticale (h) dell'immagine. L'impedenza è ottenuta a mezzo della formula:

$$Z = 5 \frac{h}{w} \text{ ohm}$$

Questo metodo è pratico quando si devono eseguire numerose misurazioni; è utilizzabile nel caso in cui l'immagine è *molto* diversa da una linea retta (generalmente una elisse stretta).

Metodo B - Senza toccare i comandi dell'oscilloscopio, ritoccare il potenziometro sino a che l'asse dell'immagine sia inclinata a 45° (in modo che le proiezioni orizzontale e verticale abbiano la medesima dimensione). L'impedenza della bobina mobile è allora uguale alla resistenza del potenziometro.

Questo metodo è pratico se l'immagine è molto simile ad una linea retta. In particolare si ottiene una linea retta ad una o più frequenze se, per queste frequenze, la bobina mobile si comporta come una resistenza pura; questo metodo è egualmente preferibile al precedente quando non si dispone che di un'oscilloscopio equipaggiato con un tubo catodico di 5 cm di diametro o meno.

Qualunque sia il metodo usato, è interessante studiare la variazione di impedenza dell'altoparlante secondo lo schermo acustico usato. Il fatto stesso di mettere la mano davanti al cono determina una variazione d'impedenza che è messa in evidenza dall'oscilloscopio.

Per effettuare tutte le misurazioni descritte è necessario un oscillatore bassa frequenza, che abbia una uscita di almeno 5 V con un carico di 10 Ω per le misure di bassa impedenza, e di 20 V con 10000 Ω per le misure ad alta impedenza. Questi livelli d'uscita relativamente deboli possono essere ottenuti con la maggior parte degli oscillatori B.F. in commercio.

Capitolo 8

Misura dell'impedenza interna di un amplificatore

In un insieme composto da un amplificatore e da un altoparlante vanno considerate due impedenze, dalle quali dipendono le prestazioni: la prima (Z_s, fig. 45) è l'impedenza della bobina mobile dell'altoparlante. La tecnica per la misura dell'impedenza dell'altoparlante è stata descritta nel capitolo precedente. Il secondo valore importante è l'impedenza interna dell'amplificatore (Z_a, fig. 45). La tensione ai terminali della bobina mobile non rappresenta la tensione totale dell'amplificatore (E_0) poichè l'impedenza interna dell'amplificatore è in serie con l'impedenza dell'altoparlante. Se la prima impedenza non è trascurabile in rapporto alla seconda, e se questa varia in funzione della frequenza, la tensione ai terminali della bobina mobile non risulta costante, ma presenta delle punte che coincidono con il massimo d'impedenza dell'altoparlante. La tensione ai terminali della bobina mobile differisce dalla tensione disponibile all'uscita dell'amplificatore secondo il rapporto indicato nella formula della figura 45. Questa è una delle principali ragioni per cui un amplificatore deve presentare una debole resistenza interna.

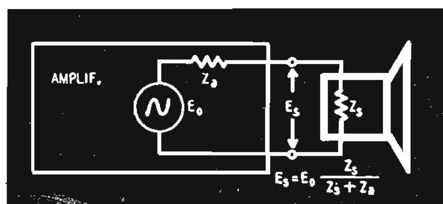


FIG. 45. - *Impedenza equivalente di un amplificatore.*

Coefficiente di smorzamento.

L'impedenza interna di un amplificatore può essere rilevata ad una qualunque delle prese secondarie del trasformatore d'uscita. Generalmente si pre-

ferisce considerare il *coefficiente di smorzamento,* che corrisponde al quoziente dell'impedenza di uscita nominale per l'impedenza interna reale. L'impedenza interna non presenta un valore costante poichè dipende dalla frequenza alla quale viene misurata. Normalmente un amplificatore di qualità deve presentare una impedenza interna di valore compreso fra 1/2 e 1/20 dell'impedenza di uscita nominale, per cui il suo coefficiente di smorzamento è limitato fra 2 e 20. Questo coefficiente è determinato dall'impedenza interna dei tubi di uscita, dal loro montaggio e dalle caratteristiche del trasformatore d'uscita. L'utilizzazione della controreazione nello stadio finale aumenta il suo valore riducendo la resistenza interna dei tubi d'uscita. Gli amplificatori montati con triodi (2A3 - 6B4G) senza controreazione e con trasformatore di uscita classico presentano un coefficiente di smorzamento da 2 a 3. L'applicazione della controreazione migliora il coefficiente di smorzamento. Gli amplificatori il cui stadio di uscita è equipaggiato con triodi di potenza a fascio (6L6) presentano un'impedenza interna molto elevata e pertanto è indispensabile applicare un grado importante di controreazione, che è facilmente realizzabile data la pendenza di questi tubi.

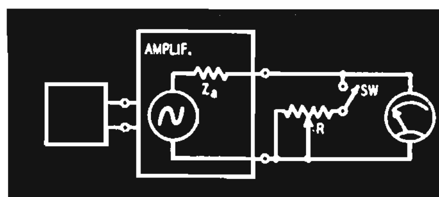


FIG. 46. - *Schema per la misura dell'impedenza.*

Esistono parecchi metodi per rilevare l'impedenza interna di un amplificatore. Sfortunatamente, molti sono di difficile applicazione poichè necessitano di circuiti a ponte o di apparecchi costosi.

I metodi che descriviamo hanno il vantaggio della semplicità e richiedono un minimo di apparecchi di misura: un generatore bassa frequenza; un voltmetro per tensioni alternate; due reostati di 10 e 25 Ω circa; alcune resistenze da 10 W di valore compreso fra 10 e 50 Ω.

Il generatore bassa frequenza dovrà coprire senza distorsione apprezzabile la gamma delle audiofrequenze. Il voltmetro sarà preferibilmente di tipo elettronico, benchè si possano ottenere buoni risultati anche con un voltmetro per tensioni alternate che abbia una sensibilità da 0,5 a 3 V. In quest'ultimo caso si dovranno effettuare tutte le misure sulla medesima sensibilità onde evitare errori qualora la precisione non fosse uguale su tutte le scale.

Uno dei metodi più semplici è illustrato in figura 46. Il procedimento consiste nel misurare la tensione d'uscita dell'amplificatore a circuito aperto; poi con un carico costituito da una resistenza variabile collegata al secondario del trasformatore d'uscita si cerca il valore di questa resistenza per il quale la tensione di uscita cade alla metà del suo valore iniziale. Il generatore bassa frequenza sarà collegato all'entrata dell'amplificatore. Il reostato in serie con un interruttore, sarà collegato alla presa secondaria del trasformatore d'uscita. Con l'interruttore aperto, il livello d'uscita del generatore o

il comando dell'amplificazione saranno regolati in modo di ottenere al voltmetro d'uscita una lettura sufficiente, che potrà essere di 2 V circa.

L'interruttore sarà in seguito chiuso ed il reostato regolato sino ad ottenere una lettura uguale alla metà della lettura iniziale, ossia 1 V. L'interruttore sarà nuovamente aperto e la resistenza del reostato misurata: il valore trovato corrisponderà alla resistenza interna dell'amplificatore.

In un amplificatore che abbia un coefficiente di smorzamento elevato è possibile che la tensione d'uscita non possa essere abbassata alla metà del suo valore iniziale, con il reostato disponibile. In questo caso la resistenza interna dell'amplificatore può essere calcolata mediante la formula seguente, partendo dalla tensione ottenuta per il valore minimo possibile del reostato.

$$Z_a = \frac{RE_0}{E_R} - R$$

Dove Z_a è l'impedenza interna dell'amplificatore, E_0 la tensione d'uscita dell'amplificatore a circuito aperto, E_R la tensione ai terminali del reostato ed R la sua resistenza minima che consente una lettura.

Per esempio, se a circuito aperto la tensione ottenuta ai terminali di un avvolgimento di 8 Ω d'impedenza è di 2 V, e se la resistenza R viene ridotta ad un valore di 1,3 Ω (ottenibile col reostato) la tensione di uscita scende a 1,4 V, e l'impedenza interna é:

$$Z_a = \frac{1,3 \times 2}{1,4} - 1,3 = 1,85 - 1,3 = 0,55\ \Omega.$$

Questa misura sarà ripetuta in tutta la gamma di frequenza coperta dall'amplificatore, ad intervalli regolari. Si potranno scegliere i punti corrispondenti a 20, 30, 50, 100, 1000, 5000, 10000 e 15000 Hz.

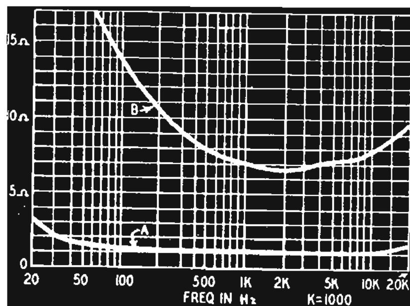


FIG. 47. - *Curve d'impedenza d'amplificatori.*

I valori così ottenuti permettono di tracciare la curva di variazione reale dell'impedenza interna. Se le misure sono ben eseguite e l'amplificatore dà buone prestazioni, questa curva deve essere regolare, e non presentare tratti accidentati.

La figura 47 rappresenta le curve d'impedenza interna di due amplificatori diversi. La curva A è quella di un amplificatore equipaggiato con triodi 2A3 in controfase e trasformatore d'uscita di alta qualità, con controreazione.

La curva B è quella di un amplificatore d'amatore equipaggiato con tetrodi e un trasformatore di uscita di qualità mediocre, con il circuito di controreazione mal studiato. Tuttavia questa seconda curva è tipica di molti apparecchi in commercio. Generalmente risulta quando la reazione varia in funzione della frequenza.

La curva d'impedenza di un amplificatore può non essere assolutamente piatta, e anche se l'utilizzazione della controreazione possa porvi rimedio l'impedenza interna sale ad ogni estremità di questa curva. L'utilizzazione della controreazione selettiva nello stadio finale permette di modificare la curva di risposta, o di agire sul tono generale dell'audizione, ma è sorgente di disturbi se si ricerca un coefficiente di smorzamento elevato.

I risultati ottenuti con l'amplificatore B equipaggiato di un altoparlante che copra una parte ridotta delle audiofrequenze possono sembrare soddisfacenti, ma la superiorità dell'amplificatore A equipaggiato di un altoparlante di qualità è evidente.

Capitolo 9

Misure col voltmetro elettronico

Un poco d'immaginazione e di ingegnosità associate all'utilizzazione del voltmetro elettronico bastano per risolvere la maggior parte dei problemi posti in bassa frequenza.

I moderni voltmetri a valvola permettono la misura di tensioni alternate e continue, senza assorbire — e questa è la loro caratteristica essenziale — potenza ai circuiti misurati, permettendo così la misura di tensioni reali.

La figura 48 rappresenta la parte bassa frequenza classica di un amplificatore di qualità comprendente il tubo sfasatore e la controfase di uscita, per la messa a punto della quale il voltmetro a valvola si rivela utilissimo poichè permette di verificare l'equilibrio delle tensioni bassa frequenza

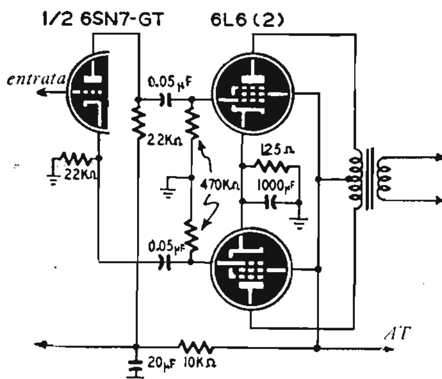


Fig. 48. - *Sfasatore ideale.*

applicate a ciascuna delle griglie di comando dei tubi d'uscita. In questo circuito è particolarmente importante che i valori della resistenza di catodo e di placca del tubo sfasatore siano identici. Per un segnale B.F. costante applicato all'entrata dell'amplificatore, si devono rilevare tensioni alter-

nate di valori uguali sulle griglie di comando dei tubi d'uscita. Se queste tensioni differiscono fra loro di una notevole percentuale significa che il funzionamento è difettoso e le armoniche pari non sono eliminate.

Lo squilibrio del circuito suddetto può dipendere da parecchie cause. L'ineguaglianza delle resistenze di griglia dello stadio di uscita, che devono avere il medesimo valore: è quindi utile controllare con l'ohmetro ed eventualmente sostituirle con due di eguale valore. I condensatori di accoppiamento in serie con le griglie d'uscita devono essere identici per non perturbare l'equilibrio alle frequenze basse, e presentare una debole reattanza alle più basse frequenze da riprodurre.

In figura 48 i condensatori di 0,05 μF presentano una reattanza di circa 31.850 ohm a 100 Hz.

La figura 49 mostra come la reattanza di un condensatore di accoppiamento (R_1) costituisca con la resistenza di griglia corrispondente (R_2) un divisore di tensione.

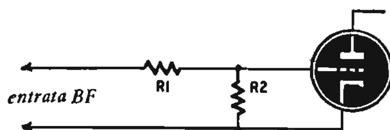


FIG. 49. - *R_1 rappresenta la reattanza di accoppiamento.*

Poichè la reattanza di un condensatore varia inversamente alla frequenza può esservi perdita di tensione alla griglia del tubo, se il valore del condensatore è troppo basso e la sua reattanza alta alle basse frequenze in gioco.

Condensatori di accoppiamento e di disaccoppiamento.

La variazione d'impedenza del condensatore di accoppiamento in funzione della frequenza può essere misurata a mezzo di un volmetro a valvola. Si collega un generatore bassa frequenza all'entrata dell'amplificatore e si registra la tensione bassa frequenza misurata fra il telaio e ciascuna armatura del condensatore, per differenti frequenze. Man mano che la frequenza diminuisce, la differenza fra le tensioni misurate all'entrata ed all'uscita del condensatore aumenta. La risposta dell'amplificatore alle basse frequenze può evidentemente essere migliorata utilizzando dei condensatori di valore superiore.

Il voltmetro elettronico permette inoltre di verificare se il condensatore utilizzato presenta una corrente di fuga. A questo scopo collegare l'apparecchio regolato su una sensibilità continua all'uscita del condensatore e togliere il tubo seguente. Non si dovrà rilevare nessuna tensione a meno che il condensatore sia difettoso. Sostituire i condensatori di accoppiamento con altri a mica, carta o ceramici, di alta qualità, con una tensione di servizio parecchie volte superiore alla tensione anodica del tubo precedente.

Anche l'efficacia di un condensatore by-pass può essere controllata mediante un voltmetro a valvola ed un generatore B.F., con quest'ultimo inserito come indica la figura 50, fra la griglia di comando ed il telaio (regolato per generare un livello d'uscita inferiore alla tensione di polarizzazione del tubo comandato) e col voltmetro a valvola collegato ai terminali della resistenza di catodo.

Non deve essere rilevata alcuna tensione bassa frequenza. L'esistenza di una tensione provocherebbe un effetto di controreazione, diminuendo l'amplificazione. Per migliorare la curva di risposta dell'amplificatore alle frequenze basse conviene quindi aumentare la capacità del condensatore di catodo. Con un condensatore di 20 µF la reattanza del condensatore a 100 Hz è di 80 Ω. Poichè questo valore è piccolo a paragone del valore della resistenza catodica di 3300 Ω, la risposta dell'amplificatore a 100 Hz sarà buona.

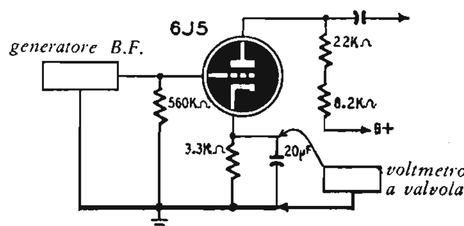


FIG. 50. - *Verifica del disaccoppiamento di catodo mediante un voltmetro e valvola.*

Misure dell'amplificazione.

La misura dell'amplificazione è facilmente eseguita con un voltmetro a valvola. Le misure ottenute per la potenza d'entrata e di uscita vanno poi convertite in *decibel d'amplificazione*. Si collega il voltmetro elettronico come indica la figura 51. All'entrata ed all'uscita dell'amplificatore vi sono resistenze di valore equivalente al carico reale in funzionamento. Si regola al massimo il controllo del volume dell'amplificatore. Se la resistenza d'entrata deve eguagliare l'impedenza interna di un microfono dinamico dovrà essere approssimativamente di 25000 Ω. (La miglior cosa sarebbe di chiedere al costruttore i valori esatti dell'impedenza interna del microfono o del pick-up). Seguendo l'indicazione del voltmetro a valvola si regola il livello d'uscita del generatore a 1 V. La potenza d'entrata è ottenuta dalla formula $W = E^2/R$.

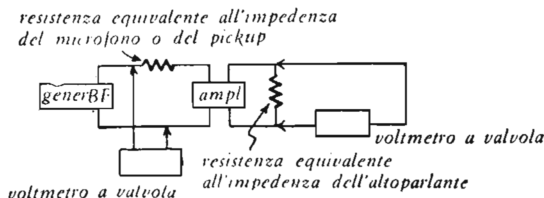


FIG. 51. - *Schema per la misura del guadagno di un amplificatore col voltmetro a valvola.*

Poichè la tensione d'entrata è di 1 V, E^2 è uguale a 1×1, ossia 1 che diviso per 25000 dà una potenza d'entrata di 0,00004 W ossia 0,04 mW.

Supponiamo adesso che il carico d'uscita dell'amplificatore sia costituito da una resistenza di 8 Ω corrispondente all'impedenza di un altoparlante. La

potenza può essere calcolata col medesimo procedimento. Se il voltmetro indica 13 V ai terminali della resistenza, la potenza d'uscita sarà di 13 × 13 (169) diviso 8, ossia circa 21 W d'uscita.

Il rapporto della potenza di uscita e d'entrata indica *l'amplificazione* in decibel. La classica formula è: Guadagno in dB = $10 \log_{10} \times$ rapporto di potenza.

Abaco dei decibel.

Invece di effettuare calcoli fastidiosi per trovare il logaritmo di un numero ed il numero dei decibel corrispondenti, è preferibile consultare l'abaco della figura 52.

Si cerca sulla scala superiore il rapporto delle potenze e si legge esattamente sotto il guadagno in decibel.

Per l'esempio precedente è stato scelto un rapporto di potenza uguale a 21 diviso 0,00004, ossia 525.000 a 1. Il valore 525.000 va letto sulla scala superiore della seconda riga: immediatamente al disotto troviamo approssimativamente 57,3 dB. Il guadagno dell'amplificatore è di 57,3 dB.

RAPPORTI DI POTENZE: USARE LA SCALA SUPERIORE
RAPPORTI DI TENSIONI: USARE LA SCALA INFERIORE

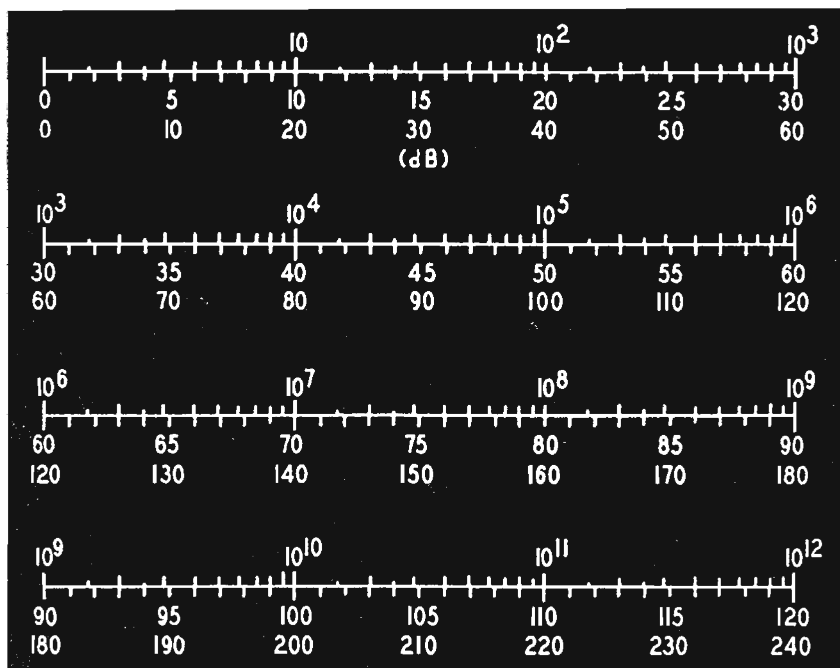


FIG. 52. - *Abaco per la conversione in decibel del rapporto delle potenze o delle tensioni.*

Se le impedenze di entrata e di uscita dell'amplificatore sono uguali, ad esempio 600 Ω come frequentemente negli amplificatori di linea, la determinazione del guadagno è ancora più facile. Può essere fornito dal rapporto delle *tensioni* ai terminali dell'entrata e dell'uscita. Usando il medesimo schema della figura 51 si misurano le due tensioni e si divide la più grande per la più piccola. Questo rapporto può essere usato per determinare il guadagno con la formula seguente:

$$\text{Guadagno in decibel} = 20 \log_{10} \times \text{rapporto delle tensioni}$$

Impiegando ancora l'abaco della figura 52 e utilizzando la parte inferiore della scala di lettura dei dB si può conoscere l'amplificazione in base al rapporto delle tensioni. Se per esempio la tensione rilevata all'entrata è di 1 V e la tensione d'uscita di 200 V, il rapporto delle tensioni è uguale a 200/1 o 200. Leggendo questo valore sulla parte superiore della prima scala risulta esattamente al disotto (cifre in basso) 46 dB.

La fedeltà di un amplificatore può essere stimata misurando il guadagno ad un certo numero di frequenze, ad esempio a

100 Hz	1000 Hz	7000 Hz
300	1500	10000
500	3000	15000
700	5000	20000

Le variazioni del livello in rapporto al guadagno ad una frequenza di 1000 Hz, scelta arbitrariamente come riferimento, indicano graficamente la qualità di riproduzione ottenuta.

Capitolo 10

Misura della distorsione d'intermodulazione

Esiste un certo numero di procedimenti per misurare la distorsione prodotta in un insieme bassa frequenza. I distorsiometri e gli analizzatori d'onda sono già in uso da qualche anno, ma gli analizzatori d'intermodulazione sono relativamente nuovi.

Benchè sull'amplificatore sia possibile effettuare misure con una precisione soddisfacente è impossibile prevedere se l'ascoltatore lo giudicherà buono oppure no (dopotutto è da lui che dipende l'ultimo giudizio). Le misure d'intermodulazione assicurano tuttavia le migliori garanzie per quanto concerne la soddisfazione auditiva.

I distorsiometri sono ancora gli apparecchi più diffusi. Il loro principio è semplice: un segnale sinusoidale viene applicato all'entrata di un amplificatore, ed il segnale d'uscita viene filtrato onde eliminare la frequenza fondamentale. Si procede alla misurazione del livello del segnale restante, composto di armoniche create dall'amplificatore associate al rumore di fondo. Il segnale d'uscita fondamentale viene a sua volta misurato e le armoniche rappresentate in percentuale del segnale fondamentale.

Un grado di distorsione del 5 % è considerato soddisfacente per gli apparecchi di qualità corrente, ma si scende a meno dell'1 % negli apparecchi professionali e ad alta fedeltà.

L'analizzatore d'onde funziona sul medesimo principio, ma anzichè misurare insieme la totalità delle armoniche, le filtra e le misura separatamente. Abitualmente si fa battere un oscillatore con l'armonica da misurare, facendo poi passare la frequenza di battimento risultante in un filtro molto selettivo. Questo metodo è vantaggioso per la grande selettività del filtro che restringe la banda misurata eliminando la maggior parte del rumore di fondo. Permette anche di discriminare l'armonica prominente dando una diagnosi sulle cause dell'eventuale disturbo dell'audizione.

Il sistema ha l'inconveniente di permettere la misurazione della distorsione solo nella metà inferiore dello spettro di frequenza dell'amplificatore. Se la fondamentale del segnale è superiore al punto centrale dello spettro di frequenza, tutte le armoniche cadono fuori della gamma acustica coperta dal complesso.

Il principio di misura della distorsione d'intermodulazione è basato sul fatto che lo sgradevole suono prodotto è causato da due o più frequenze diverse, amplificate simultaneamente e reagenti fra loro per la non linearità dell'amplificatore.

Mentre la distorsione armonica di un segnale primitivamente sinusoidale crea delle armoniche addizionali le cui frequenze sono dei multipli esatti della fondamentale, una interazione fra due o più segnali dà luogo a suoni che non hanno nessun rapporto con le armoniche originali, e che sono costituite dalla somma o dalla differenza dei segnali presenti.

Un paragone appropriato per questo effetto è dato da una orchestra in cui un orchestrale suona delle note false, distruggendo l'armonia e l'accordo del complesso.

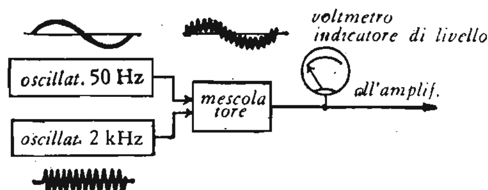


FIG. 53. - *I generatori d'intermodulazione mescolano due frequenze di base.*

Le misure d'intermodulazione si avvicinano pertanto alle reazioni soggettive dell'ascoltatore e sono generalmente più utili delle misure di distorsione armonica. Queste misure vanno fatte con due segnali, uno di frequenza bassa, fra 50 e 200 Hz circa e l'altro di frequenza notevolmente più elevata, di almeno 1000 Hz. I due segnali sono applicati all'amplificatore e l'analizzatore collegato all'uscita misura l'interazione fra loro.

Il generatore.

La figura 53 rappresenta lo schema sinottico di un tipico generatore d'intermodulazione.

In questo esempio, gli oscillatori generano rispettivamente segnali sinusoidali puri di 50 e 2000 Hz (la frequenza di 50 Hz può essere fornita dal settore invece che da un oscillatore).

I due segnali vengono combinati in un circuito correttamente stabilito per portare la minima distorsione possibile.

Il segnale risultante è rappresentato nella figura 53. L'ampiezza del segnale a 50 Hz è quattro volte più grande di quella del segnale a 2000 Hz (12 dB superiore). Partendo da questa base, la percentuale di distorsione da intermodulazione è grosso modo quattro volte più elevata della distorsione armonica diretta misurabile sul medesimo apparecchio. Il rapporto esatto varia con la causa della distorsione.

La forma del segnale d'uscita della figura 53 mostra cosa avviene quando due o più frequenze si combinano: la bassa frequenza si comporta come un'asse per la frequenza elevata.

La forma, l'ampiezza e la posizione di una qualunque parte del treno d'onde in rapporto all'asse principale, dipende dalle frequenze originali, dalle ampiezze e dalle relazioni di fase.

Perchè il suono non sia deformato, il segnale composto deve raggiungere l'altoparlante esattamente nella medesima posizione che aveva all'entrata dell'amplificatore (ad eccezione che l'orecchio tolleri uno sfasamento relativamente importante).

Il segnale bassa frequenza che entra nella composizione del segnale applicato all'entrata dell'amplificatore in prova, apporta in ogni stadio delle variazioni relativamente grandi di potenziale di griglia.

Se ogni tubo lavora in una regione lineare della sua caratteristica, delimitata dalle escursioni massime del potenziale di griglia in ogni senso, non appare nessuna distorsione. Ma supponendo che durante una alternanza su due la griglia di comando di un tubo sia portata a lavorare in una regione non lineare della sua caratteristica — come sempre si verifica poichè nulla è perfetto — le alternanze del segnale composto a 2000 Hz saranno superiori o inferiori in ampiezza a quelle che si sarebbero ottenute in funzionamento corretto.

Distorsione tipica.

Sia ad esempio uno stadio amplificatore a resistenze equipaggiato di un 6J5 con un carico anodico di 50.000 Ω, una resistenza di griglia di 50.000 Ω per lo stadio seguente ed una resistenza di polarizzazione di 1.000 Ω. La tensione di alimentazione anodica è di 300 V.

Secondo il prontuario dei tubi R.C.A., l'amplificazione in tensione è di 13 e la tensione massima d'uscita di 41 V. Dividendo 41 per 13 risulterà una tensione massima di griglia di 3,15 V.

Supponendo che i 3,15 V vengano leggermente superati, i massimi positivi del livello d'entrata produrranno una corrente griglia che appiattisce il segnale d'uscita. Pertanto, ogni volta che il segnale a 50 Hz passa per una punta positiva, l'amplificazione del tubo diminuisce, e le alternanze a 2000 Hz sovrapposte a 90° sul segnale bassa frequenza avranno un'ampiezza inferiore.

Le escursioni negative del segnale a 50 Hz portano egualmente il tubo in una regione non lineare della sua caratteristica, particolarmente per una debole resistenza di carico. Pertanto a circa 270° del segnale bassa frequenza un cambio di tensione griglia produce una debole variazione di corrente placca, ed ancora una diminuzione d'amplificazione. Il risultato finale è che le alternanze a 50 Hz del segnale composto a 2000 Hz sono ancora ridotte nel punto in cui l'alternanza negativa della bassa frequenza è massima.

La figura 54 rappresenta uno schema sinottico di analizzatore d'intermodulazione. Il segnale d'uscita dell'amplificatore « A » è diretto su un filtro passa-alto che elimina il segnale a 50 Hz del segnale composto. Non rimane quindi che il segnale a 2000 Hz. Poichè l'ampiezza di questo segnale non è costante (a causa della distorsione dell'amplificatore), appare all'uscita del filtro come un segnale modulato (indicato in B). La sua ampiezza è normale o massima ai punti corrispondenti al minimo del segnale a 50 Hz, ossia a 0, 180 e 360° di questo segnale, ed inferiore alla normale nei punti corrispondenti ai massimi del segnale a 50 Hz, ossia a 90 e 270°.

Il segnale B è esattamente identico ad un segnale radio frequenza modulato (non considerando la frequenza che qui è di 2000 Hz) e può essere rilevato e misurato al medesimo modo.

E' in primo luogo raddrizzato in C, poi filtrato mediante un filtro passa-basso che elimina le pulsazioni di 2000 Hz dando il segnale bassa frequenza D.

Precisiamo immediatamente un punto importante: la forma risultante della modulazione D non corrisponde al segnale originale di 50 Hz, ma alla variazione d'ampiezza del segnale di 2000 Hz causata dalla non-linearità del tubo 6J5. Poichè l'ampiezza di questo segnale varia due volte durante ciascun periodo della bassa frequenza, (una volta nella griglia del tubo e una volta nell'escursione negativa in una regione non-lineare), la forma D ha una frequenza doppia della bassa frequenza originale, ossia 100 Hz.

Qualora solo una delle due alternanze avesse provocato distorsione di non-linearità, si sarebbe verificata una sola variazione del segnale di 2000 Hz per ogni periodo bassa frequenza e la frequenza del segnale D sarebbe rimasta di 50 Hz.

Generalmente questo segnale non è sinusoidale, e la sua forma dipende dalla curvatura della caratteristica del tubo 6J5 alle estremità della zona esplorata. Il segnale D della fig. 54 viene prodotto solo da un amplificatore non-lineare che modifica il rapporto delle frequenze.

Se l'amplificatore fosse lineare, il segnale a 2000 Hz conserverebbe una ampiezza costante e la sua rivelazione in B non darebbe luogo che ad una tensione continua.

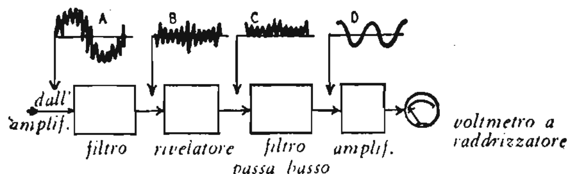


Fig. 54. - *Gli analizzatori filtrano il segnale di uscita, lo rivelano e misurano la distorsione.*

L'ampiezza del segnale D indica pertanto direttamente il grado di distorsione, che può essere misurato mediante un normale voltmetro a raddrizzatore. Lo stesso apparecchio permette inoltre di accertare se sono le alternanze positive o negative a dare la maggiore distorsione.

Il grado d'intermodulazione è uguale al grado di modulazione del segnale B. Con l'analizzatore tarato per un livello costante al rivelatore si può graduare direttamente in percentuale l'apparecchio di misura.

Per una misura corretta le condizioni di prova devono essere ben precise. In particolare devono essere conosciute le due frequenze d'entrata ed il livello d'uscita dell'amplificatore. Per ottenere una maggior precisione devono essere menzionati anche il livello d'entrata dell'amplificatore ed il rapporto d'ampiezza della due frequenze. Le misure devono essere ripetute per parecchie coppie di frequenze, alle quali la distorsione può variare.

Un amplificatore che presenta una debole distorsione armonica supera generalmente le prove d'intermodulazione. Queste abitualmente si accordano

molto bene con i risultati d'ascolto e danno una miglior indicazione delle prestazioni alle frequenze elevate.

Il grado d'intermodulazione è sempre superiore al grado di distorsione armonica, e per questo alcuni fabbricanti preferiscono non indicarlo. Una altra valida ragione è che ufficialmente nessuno standard è stato ancora adottato per queste misure e quindi possono essere interpretate in diverse maniere.

Prove d'intermodulazione normalizzate.

Per le prove d'intermodulazione sono già stati proposti due standard: il S.M.P.T.E. (Society of Motion Picture and Television Engineers) ed il C.C.I.F. (International Telephonic Consultative Committee) alcune volte detta prova d'intermodulazione per differenza di frequenza.

Il metodo S.M.P.T.E. necessita di un segnale B.F. e di un segnale A.F. La prima è abitualmente una frequenza di 100 Hz e la sua ampiezza è quadrupla della seconda, la quale ha una frequenza di 5 kHz.

A causa della non-linearità dell'amplificatore si vengono a creare due frequenze corrispondenti alla somma e alla differenza delle frequenze originali. Esse costituiscono delle bande laterali ad intervalli di 100 Hz ai due lati della frequenza « portante » di 5 kHz (vedi la figura 55-*a*), X ed Y sono rispettivamente i segnali bassa e alta frequenza.

Il grado di distorsione dovuto alla n^{ma} banda laterale è definito dalla frazione:

$$\frac{\text{Ampiezza dell'}n^{ma}\text{ armonica delle bande laterali}}{\text{Ampiezza del segnale A. F.}}$$

Il metodo C.C.I.F. usa due segnali A. F. di eguale ampiezza. La differenza fra le loro frequenze è generalmente compresa fra 30 e 400 Hz. Questa differenza di frequenza è messa in evidenza dalla distorsione d'intermodulazione La distorsione creata è misurata dalla

$$\frac{\text{ampiezza della differenza delle frequenze}}{\text{somma dei segnali A. F. di prova}}$$

L'intermodulazione esiste egualmente fra ogni segnale A. F. e la seconda armonica dell'altro (fig. 55-*b*). Questa distorsione delle bande laterali è definita dalla

$$\frac{\text{somma delle due bande laterali}}{\text{somma dei segnali A. F.}}$$

Il metodo C.C.I.F. è preferibile al metodo S.M.P.T.E. particolarmente quando l'amplificatore ha una curva di risposta limitata alle alte frequenze come nel caso di apparecchi per sordi, di filtri, di soppressori di rumore, ecc. In questi casi una misura di distorsione armonica non avrebbe senso, poichè

la loro curva di risposta è limitata verso le frequenze elevate. Inoltre il metodo S.M.P.T.E. non può dare un'idea esatta poichè necessita di un segnale BF d'ampiezza elevata, e l'estremità superiore della curva di risposta dell'amplificatore non può essere analizzata.

Per le misure d'intermodulazione è richiesta una coppia di generatori. Per il metodo S.M.P.T.E. le frequenze possono essere fissate a 100 e 5000 Hz, come è stato detto in precedenza.

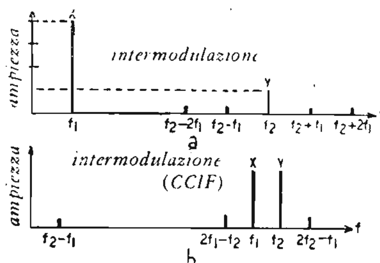


FIG. 55. - *Due sistemi di misura dell'intermodulazione.*

Con il metodo C.C.I.F. i due oscillatori devono essere a comando unico onde ottenere una frequenza di battimento costante in una gamma estesa; le frequenze di X e Y possono essere aumentate o diminuite, mentre $(f_2 - f_1)$ rimane stazionaria (Fig. 55-*b*).

Capitolo 11

Analisi dei segnali Bassa Frequenza

Spesso la risposta di frequenza di molti amplificatori, purchè siano ben progettati, può essere notevolmente migliorata.

Prove con segnali sinusoidali.

La distorsione, la risposta di frequenza o il sovraccarico èventuale di un amplificatore possono essere messi in evidenza coi seguenti mezzi: (1) segnali sinusoidali, (2) segnali rettangolari e (3) segnali modulati in frequenza (regi-

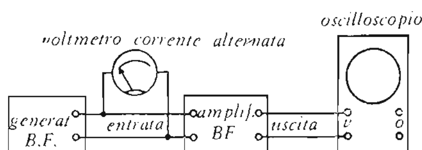


Fig. 56. - *Montaggio per la misura della distorsione.*

strati su disco). Il primo metodo (illustrato in figura 56) non richiede che un oscillatore B F a frequenza variabile e un oscilloscopio. L'oscillatore genera un segnale sinusoidale che dopo esser passato nell'amplificatore viene esami-



Fig. 57. - *Sinusoide semplice* (*a*) *e doppia* (*b*).

nato all'oscilloscopio: questo indica se il segnale ha subito una qualunque deformazione. Bisogna comunque rendere costante il livello d'uscita per tutte le frequenze applicate.

Esaminiamo qualcuna delle forme d'onda ottenute nel corso di esperimenti con segnali sinusoidali. Per i tecnici i segnali delle figure 57-*a* e 57-*b* sono i più familiari.

Un segnale simile a quello della figura 58-*a* ottenuto sull'oscilloscopio in *assenza di segnale all'entrata,* indica che una tensione di ronzio è indotta in un punto qualunque dell'amplificatore. Si regola l'oscilloscopio in modo di



Fig. 58. - a) *Sinusoide deformata.* b) *Sinusoide di* 50 *Hz modulata a* 400 *Hz.*

ottenere sullo schermo una sinusoide intera del segnale come indica la figura 57-*a* e quindi si legge la frequenza corrispondente sul quadrante di comando.

Se questa frequenza è di 50 Hz, si dovrà verificare l'isolamento catodo-filamento dei tubi, l'irradiazione dovuta al circuito di riscaldamento o al trasformatore d'alimentazione, ecc. Se la frequenza di ronzio è di 100 Hz, il difetto può essere imputato ad un filtraggio difettoso forse causato dalla cattiva qualità o dalla troppo debole capacità di un condensatore.

Un segnale pastoso sullo schermo invece di una traccia netta denota una oscillazione parassita.

Una oscillazione a bassa frequenza è causata, la maggior parte delle volte, da una reazione dovuta ad un disaccoppiamento insufficiente dello schermo o della placca di un tubo, o della linea d'alimentazione. Una oscillazione ad alta frequenza generalmente è causata da un disaccoppiamento di catodo scorretto o da un accoppiamento parassita fra due stadi.



Fig. 59. - *Distorsioni tipiche. Il segnale* a *è livellato alla sommità ed il segnale* b *alle due estremità.*

Un condensatore di disaccoppiamento d'anodo guasto nello stadio d'uscita, una connessione di griglia o di placca non schermata, o un cablaggio che avvicini i fili d'entrata e di uscita di un medesimo stadio, provocano degli agganciamenti che si traducono in un segnale pastoso.

Il rimedio deriva dalla causa stessa del male, ossia bisogna eventualmente schermare certe connessioni o modificare la loro disposizione, soprattutto nei primi stadi a debole livello.

La curva di risposta dell'amplificatore dovrá essere rilevata nuovamente dopo l'applicazione di questi rimedi, poiché puó conseguire una importante caduta delle alte frequenze.

Il segnale della fig. 58-b risulta dalla modulazione a 400 Hz di un segnale a 50 Hz.

Due altre forme di distorsione sono indicate dalle figure 59 e 60. Il segnale della figura 59-a é relativamente poco deformato, poiché solo le punte positive sono livellate, mentre la distorsione é maggiore col segnale della fig. 59-b, dove sono appianate sia le alternanze positive che quelle negative.

Generalmente il livellamento delle alternanze positive é dovuto ad un sovraccarico o ad una polarizzazione insufficiente, mentre quello delle alternanze negative é sovente provocato da un condensatore di catodo in corto-circuito. Il segnale illustrato dalla figura 60-a, (dove si osserva la distorsione delle alternanze negative) é un esempio tipico di distorsione dovuta a sovraccarico. Il segnale della figura 60-b denota a sua volta la presenza di reazione e sovraccarico.



FIG. 60. - *Distorsione dovuta ad un sovraccarico (a) e ad una reazione combinata con un sovraccarico (b).*

I termini alternanze positive ed alternanze negative devono essere presi nel loro senso letterale, ma unicamente per i segnali prelevati sull'anodo del tubo che equipaggia ciascuno stadio.

L'esame stadio per stadio permette di risalire alla sorgente della distorsione. È tuttavia importante assicurarsi preventivamente che la distorsione constatata sia realmente dovuta all'amplificatore, e *non* alla saturazione causata da un segnale d'entrata eccessivo. Collegare *successivamente* l'oscilloscopio alla placca e alla griglia di ciascuno stadio e partendo dallo stadio d'uscita risalire verso l'entrata sino a che la causa della distorsione sia localizzata. Se questa scompare repentinamente passando da uno stadio a quello che lo precede, é evidente che il primo é quello incriminato. Non dimenticare di verificare anche i circuiti limitatore d'ampiezza, di espansione e sfasatore. Nella maggior parte dei casi, si constata che le distorsioni sono dovute ad un tubo difettoso, ad un condensatore guasto o in corto circuito, ad una polarizzazione o ad una tensione schermo o anodica errata, ad elementi i cui valori si siano modificati, ad un ronzio dell'alimentazione, ecc.

È importante poter identificare su quale alternanza si manifesta un

difetto. La prima verifica da effettuare è quella della polarità o della fase dell'oscilloscopio. A questo proposito si collegherà il polo negativo di una pila o batteria (1,5 — 4,5 V) alla massa dell'oscilloscopio, ed il polo positivo all'entrata dell'amplificatore di deviazione verticale. Se la traccia si sposta verso l'alto, la parte superiore dell'immagine di un segnale alternato è positiva, e la parte inferiore sarà negativa.

Se un segnale alternato è amplificato da un solo stadio prima di essere applicato all'oscilloscopio, questo stadio rovescia la fase e l'alternanza positiva del segnale è costituita dalla semi-immagine inferiore sullo schermo dell'oscilloscopio. In altre parole la polarità del segnale osservato corrisponde a quella dell'oscilloscopio solo quando vi è un *numero pari di stadi* fra la sorgente del segnale e l'entrata dell'oscilloscopio.

Quando il segnale esce dal secondario di un trasformatore, o per esempio dai terminali di una bobina mobile di un altoparlante bisogna verificare la fase degli avvolgimenti, applicando una tensione positiva di polarità conosciuta alla griglia dello stadio che alimenta il trasformatore e osservare il senso di deflessione della traccia sullo schermo.

Il segnale applicato all'entrata dell'oscilloscopio deve essere mantenuto ad un livello molto debole, onde evitare il sovraccarico dell'amplificatore di deviazione verticale, che si tradurrebbe in una traccia distorta sullo schermo.

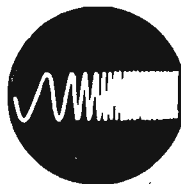


FIG. 61. - *Oscillogramma tipico ottenuto con la registrazione di frequenze deflesse. L'utilizzazione di queste registrazioni permette di evitare l'uso di un generatore. I dischi di frequenze deflesse sono contrassegnati a diverse frequenze da « pips » che appaiono sullo schermo del tubo catodico.*

Quando si devono esaminare tensioni elevate, si può evitare la distorsione dell'amplificatore di deviazione verticale alimentando direttamente le placche deflettrici, verificando in precedenza la polarità di quest'ultime mediante una sorgente a corrente continua di tensione compresa fra 20 e 45 V.

Risposta di frequenza.

Esistono parecchi metodi per verificare la risposta di frequenza di un amplificatore. Uno dei più semplici consiste nell'utilizzare un oscillatore bassa frequenza con un decibelmetro (invece dell'oscilloscopio) collegato all'uscita dell'amplificatore. Facendo variare lentamente la frequenza di questo oscillatore in modo continuo fra 30 e 20.000 Hz (mantenendo costante il suo livello d'uscita), si può leggere la risposta direttamente in decibel positivi o negativi sullo strumento d'uscita. Se non si dispone di un tale apparecchio, si può usare un oscilloscopio come indicatore di risposta. In questo caso non mettere in servizio che l'amplificatore di deviazione verticale, in modo che sullo schermo appaia solamente una linea verticale. (Questa linea rappresenta la tensione d'uscita dell'amplificatore). Regolare l'altezza dell'immagine sino a coprire una parte determinata dello schermo, corrispondente alla frequenza di riferimento (generalmente 1000 Hz). Facendo variare la frequenza dell'oscil-

latore come indicato in precedenza, si osservi se l'altezza della linea aumenta o diminuisce. Una variazione di dimensioni del 50 % corrisponde ad una variazione d'amplificazione di 6 dB. Una caduta di 6 dB indica praticamente il limite della curva di risposta dell'amplificatore in questione. (Prima di procedere a queste prove conviene evidentemente verificare la linearità dell'amplificatore di deviazione verticale dell'oscilloscopio, collegandolo direttamente all'uscita dell'oscillatore B F).

Si può rilevare il ronzio prodotto negli stadi d'alimentazione collegando l'entrata dell'amplificatore verticale dell'oscilloscopio a diversi punti dell'alimentazione, mediante un condensatore di 1 µF - 600 V in serie.

L'ampiezza del segnale sinusoidale a 50 o 100 Hz nei diversi punti di prova indica con precisione l'efficacia dei differenti filtri d'alimentazione.

Prove con deflessione di frequenza.

È possibile effettuare un esperimento con frequenze deflesse senza disporre di un generatore, grazie a dischi o registrazioni di frequenze a variazione continua, il cui oscillogramma è dato in figura 61. Queste registrazioni

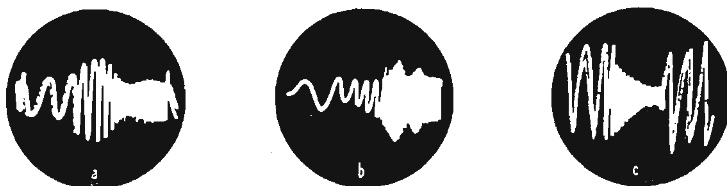


FIG. 62. - *Gli oscillogrammi* a, b *e* c *danno una indicazione sul comportamento dell'amplificatore.*

comprendono punti di riferimento a varie frequenze, che appaiono sullo schermo dell'oscilloscopio permettendo l'identificazione dei limiti della curva di risposta. Logicamente può essere utilizzato anche un generatore di frequenze modulate. Per effettuare l'sperimento è comunque necessaria una deflessione di frequenza.

Se si usa un disco di frequenze, sono necessari un pick-up di eccellente qualità, magnetico o a riluttanza variabile, ed un piccolo amplificatore.

Questo potrà essere vantaggiosamente costituito da un doppio triodo (potrebbe essere un 12AU7 o un 6SN7, montato in amplificatore a due stadi in cascata). Per ottenere buoni risultati la curva di risposta dovrà essere lineare in tutta la gamma delle frequenze acustiche. L'analisi della risposta di frequenza, distorsione, grado d'armoniche, ecc. con questo metodo diviene estremamente semplice. Consideriamo l'oscillogramma della figura 62-*a*. Esso denota una curva di risposta praticamente piatta fra 50 e 10000 Hz (conveniente per un complesso alta fedeltà).

Nella figura 62-*b* le frequenze comprese fra 200 e 4000 Hz sono nettamente gonfiate (6 dB circa, ossia il doppio dell'altezza media dell'immagine), mentre le frequenze poste all'estremità alta e bassa della gamma sono attenuate. Questo effetto può essere causato da un valore troppo debole dei condensatori di accoppiamento o di catodo, o da un valore troppo elevato dei

condensatori di disaccoppiamento di placca. In parecchi casi sarebbe bene misurare il valore delle resistenze di griglia ed al caso diminuirle.

Se la risposta dell'amplificatore è cattiva sull'insieme della gamma, può essere migliorata (sacrificando parte dell'amplificazione) utilizzando della controreazione. La fig. 62-*c* indica una curva di risposta difettosa attorno ai 4000 Hz.

Se non viene rilevato alcun difetto nei condensatori di accoppiamento, si provi a diminuire la capacità dei condensatori di disaccoppiamento di placca (e di catodo). Una diminuzione della capacità dei condensatori di accoppiamento può risultare egualmente profiqua, ma a scapito della risposta alle basse frequenze.

La prova con frequenze deflesse presenta molti vantaggi per lo studio o la riparazione di montaggi bassa frequenza. L'effetto sulla risposta di frequenza dei sistemi di comando di tono e di volume, dei circuiti di controreazione, dei filtri, ecc., la fase, la distorsione armonica o altro possono essere direttamente osservati sullo schermo dell'oscilloscopio.

Misure di sfasamento.

La risposta di frequenza può essere determinata anche dalla misurazione dello sfasamento che un segnale riporta passando attraverso l'amplificatore. Il montaggio di prova è indicato in figura 63. Questo metodo presenta il vantaggio di essere molto sensibile, ed un minimo cambio d'ampiezza provoca un notevole sfasamento.

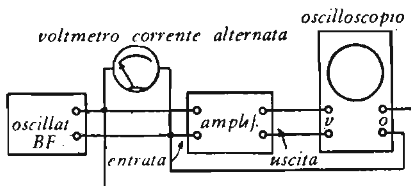


Fig. 63. - *Montaggio per la misura dello sfasamento.*

La prova si esegue con il medesimo procedimento usato per rilevare una normale curva di frequenza con l'eccezione che le fasi del segnale d'entrata e di uscita vengono paragonate mediante le placche verticali e orizzontali di un oscilloscopio a raggi catodici. In funzione del grado di sfasamento l'oscil-

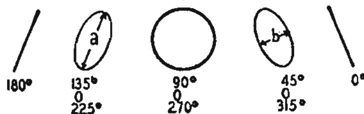


Fig. 64. - *Oscillogrammi di sfasamento.*

logramma risultante, chiamato figura di Lissajous sarà una linea retta, un cerchio o un'elisse, come indica la figura 64.

Lo sfasamento può essere stimato in base alla forma della figura, ma il calcolo esatto può essere fatto con la formula $\Theta = 2$ tg (b/a) dove Θ è l'angolo di sfasamento in gradi, b la lunghezza del piccolo asse, ed a quella del grande asse (vedi a e b in fig. 64).

Se per esempio in figura 65 la lunghezza del piccolo asse è di 6 unità e quella del grande asse di 10, $b/a = 6/10 = 0{,}6$. Cercando in una tavola trigonometrica l'angolo corrispondente ad una tangente di 0,6, troviamo che il valore più vicino è 0,6009, corrispondente ad un angolo di 31° o 149°. Come indica la formula, moltiplicando questi 31° o 149° per 2, si ottiene uno sfasamento di $31 \times 2 = 62°$ o $149 \times 2 = 298°$.

Per determinare quale dei due valori è corretto, si osserva se la sommità della curva di Lissajous della figura 65 è diretta verso sinistra: in caso affermativo lo sfasamento reale è di 62°. Al contrario se la figura fosse stata inclinata verso destra lo sfasamento sarebbe stato di 298°.

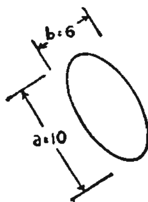


Fig. 65. - *Il rapporto* b/a *dà la tangente dell'angolo di sfasamento.*

Questo calcolo deve essere effettuato per ciascuna frequenza applicata all'amplificatore fra 500 e 15000 Hz. Se la curva di risposta di sfasamento non è sufficientemente piatta, lo stadio o gli stadi difettosi devono essere localizzati con l'esame progressivo di tutti i punti. Dopo aver eseguito le eventuali sostituzioni, ripetere il procedimento suddetto.

Prova con segnali rettangolari.

Il vantaggio fondamentale delle prove con segnali rettangolari, è che lo sfasamento, la distorsione armonica e la curva di risposta di frequenza dell'amplificatore possono essere osservate simultaneamente.

Un segnale rettangolare ha questa forma in quanto è composto da un segnale fondamentale e dalle sue armoniche, *aventi ciascuna una fase ed una ampiezza ben definite.* - E' curioso constatare come la prova con segnali rettangolari sia tanto semplice ed efficace benchè questo segnale sia tanto complesso.

Teoricamente un segnale rettangolare è costituito dalla somma algebrica di una frequenza fondamentale e di un numero infinito di sue armoniche, tutte sinusoidali e tutte della medesima origine. In pratica questo numero è limitato alla trentesima armonica che è l'ultima ad avere una ampiezza sufficiente per entrare nei conteggi. La figura 66 indica come un segnale fondamentale e le sue armoniche si combinano per dare luogo ad un segnale rettangolare, appiattendo le sommità ed accentuando le pendenze dei segnali sinusoidali d'origine. Ogni circuito che produca uno sfasamento o una varia-

zione d'ampiezza di una delle componenti ha l'effetto di deformare il segnale rettangolare. L'uscita può essere senza distorsione solo quando l'amplificatore passa tutte le frequenze del segnale rettangolare senza attenuazione o sfasamento notevoli. L'analisi con segnali rettangolari si basa su questo principio, che può essere definito la semplicità stessa. Il solo equipaggiamento richiesto è un generatore di segnali rettangolari e un oscilloscopio che passi la fondamentale e le armoniche desiderate, senza attenuazione e sfasamento. Il generatore deve essere collegato all'entrata del circuito in prova e l'oscilloscopio all'uscita.

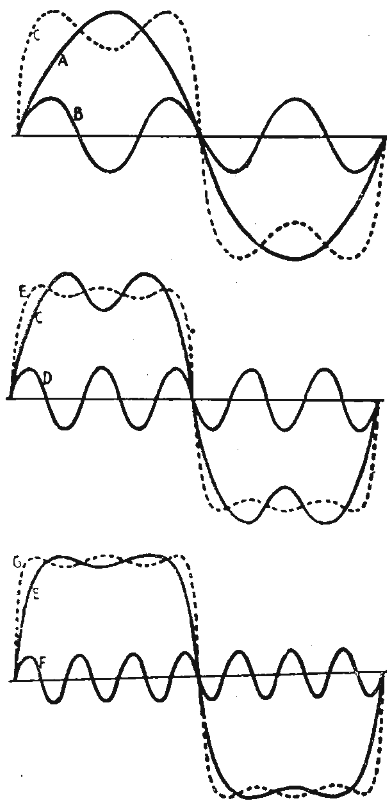


Fig. 66. - *Come si combinano le armoniche per formare un segnale rettangolare.*

Regolare la frequenza fondamentale del generatore a 500 Hz ed applicarla all'entrata dell'oscilloscopio, (vedi figura 67) onde verificare se la forma del segnale è corretta, quindi commutare l'oscilloscopio sull'uscita dell'amplificatore e verificare se il segnale è ancora rettangolare. In caso affermativo la curva di risposta è corretta fra 500 e 15000 Hz. Se il segnale risulta defor-

mato, l'amplificatore deve essere verificato. L'entrata dell'oscilloscopio deve pertanto essere collegata all'uscita del penultimo stadio, poi all'uscita del precedente, e così di seguito fino a che la forma del segnale divenga corretta.

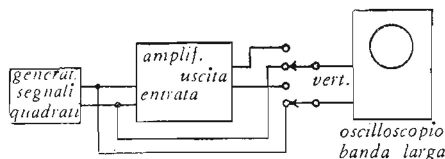


FIG. 67. - *Verifica di un amplificatore con segnali rettangolari.*

Come si è già detto, con questo procedimento lo stadio incriminato è facilmente reperito, dopo di che non resta che regolarlo per ottenere il risultato desiderato ossia il passaggio corretto di tutte le frequenze fra 500 e 15000 Hz. Non vi sono prove alle diverse frequenze, calcoli da fare o curve da tracciare.

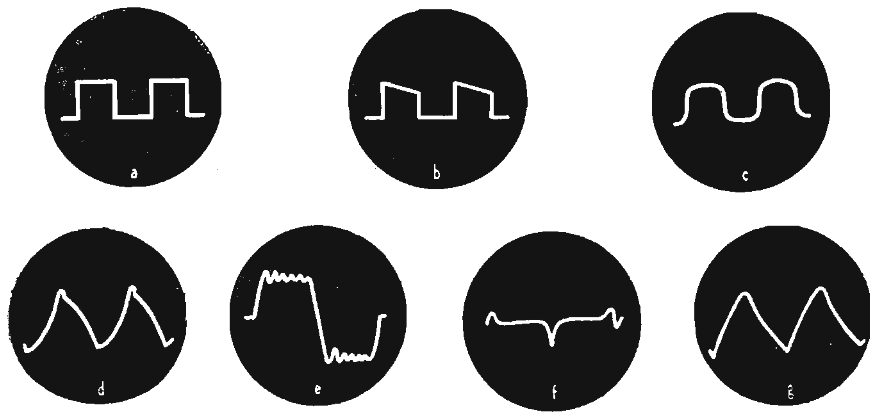


FIG. 68. - a) *Forma ideale di un segnale rettangolare.* - b) *Caduta alle basse frequenze.* - c) *Risposta debole alle basse frequenze ed alle frequenze elevate.* - d, e, f, e g) *Segnali completamente deformati dall'amplificatore.*

Qualora non si disponga di un generatore di segnali rettangolari, può essere usato un normale oscillatore bassa frequenza con l'aggiunta all'uscita di un doppio-diodo (6H6, ad esempio) polarizzato in modo da funzionare come limitatore. Esaminare l'oscillogramma risultante sull'oscilloscopio, e regolare la polarizzazione del diodo sino ad ottenere un risultato simile a quello della figura 68-*a*. Il segnale rappresentato è purtroppo un ideale irraggiungibile.

La figura 68-*b* rivela una certa distorsione accompagnata da caduta delle frequenze basse. La figura 68-*c* mostra una risposta difettosa alle frequenze basse ed alte. La figura 68-*d* indica una distorsione considerevole ed una cattiva risposta alle frequenze basse. I fianchi arrotondati del segnale denotano inoltre la presenza di sfasamento. La caduta delle frequenze basse può

essere provocata da un condensatore di catodo o di schermo in cattive condizioni. Le oscillazioni della figura 68-*e* sono abitualmente dovute ad una risonanza ad alcune frequenze; in questo caso verificare i valori dei condensatori di accoppiamento, di catodo e di placca. In alcuni amplificatori la resistenza di carico dei trasformatori interstadiali è un rimedio sicuro.

Le punte delle figure 68-*f* possono essere causate da una schermatura scorretta o da un isolamento insufficiente fra gli stadi. Il segnale pressochè triangolare della figura 68-g è dovuto ad una cattiva risposta alle basse frequenze e ad uno sfasamento eccessivo.

Non tutti i segnali rettangolari sono identici: possono differire in frequenza, in ampiezza, in durata dell'impulso e in percentuale di larghezza. Il *periodo,* o *grado di ripetizione,* è l'inverso della frequenza fondamentale e per definizione corrisponde al tempo compreso fra l'inizio di due impulsi successivi. La durata di un impulso t_1 è anche chiamata *larghezza d'impulso.*

TABELLA DELLE COMPONENTI DI SEGNALI RETTANGOLARI

Percentuale di larghezza

Armonica	10 % o 90 %	20 % o 80 %	30 % o 70 %	40 % o 60 %	50 %
1	0.20	0,37	0,52	0,61	0,64
2	0,19	0,30	0,30	0,19	0
3	0,17	0,20	0,07	— 0,13	— 0,21
4	0,15	0,09	— 0,09	— 0,15	0
5	0,13	0	— 0,13	0	0,13
6	0,10	— 0,06	— 0,06	0,10	0
7	0,07	— 0,09	0,03	0,05	— 0,09
8	0,05	— 0,08	0,08	— 0,05	0
9	0,02	— 0,04	0,06	— 0,07	0,07
10	0	0	0	0	0
11	— 0,02	0,03	— 0,05	0,06	— 0,06
12	— 0,03	0,05	— 0,05	0,03	0
13	— 0,04	0,03	— 0,02	— 0,03	0,05
14	— 0,04	0,03	0,03	— 0,04	0
15	— 0,04	0	0,04	0	— 0,04
16	— 0,04	— 0,02	0,02	0,04	0
17	— 0,03	— 0,04	— 0,01	0,02	0,04
18	— 0,02	— 0,03	— 0,03	— 0,02	0
19	— 0,01	— 0,02	— 0,03	— 0,02	— 0,03
20	0	0	0	0	0
21	0,01	0,02	0,02	0,03	0,03
22	0,02	0,03	0,03	0,02	0
23	0,02	0,03	0,01	— 0,02	— 0,03
24	0,03	0,02	— 0,02	— 0,03	0
25	0,03	0	— 0,03	0	0,03
26	0,02	— 0,01	— 0,01	0,02	0
27	0,02	— 0,02	0,01	0,01	— 0,02
28	0,01	— 0,02	0,02	— 0.01	0
29	0,01	— 0,01	0,02	— 0,02	0,02
30	0	0	0	0	0

Queste caratteristiche dei segnali rettangolari sono illustrate in figura 69.

Il rapporto della larghezza d'impulso t_1 col periodo t, moltiplicato per 100, è chiamata *percentuale di larghezza* ($t_1/t \times 100$).

La percentuale di larghezza dipende dalle armoniche del segnale rettangolare: è possibile farne una dimostrazione matematica con lo sviluppo in serie di Fourier. Questa operazione è usata per analizzare segnali complessi e determinare le ampiezze e la natura dei suoi componenti. Le ampiezze della fondamentale e di tutte le sue armoniche sino alla trentesima, per differenti percentuali di larghezza, è data nella tabella.

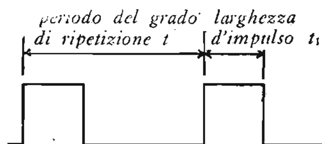


FIG. 69. - *Definizioni dei tempi in un segnale rettangolare.*

Questa tabella dà la composizione di un segnale rettangolare per percentuali di larghezza di 10 in 10 % sino al 90 %, ottenute con lo sviluppo in serie di Fourier.

Capitolo 12

Amplificatore Williamson

Per molti anni l'alta fedeltà è stata ricercata in un circuito amplificatore « perfetto » che presentasse una risposta lineare in tutta la gamma delle audiofrequenze, praticamente senza distorsione, con adeguata potenza d'uscita e relativamente economico. Molti circuiti sono stati progettati e sperimentati per raggiungere questo ideale. Uno fra i più diffusi circuiti degli ultimi anni è l'amplificatore Williamson.

FIG. 70. - *Amplificatore Williamson. Si osservino i filtri R C dei due stadi d'entrata. Il segno * indica che gli elementi devono essere appaiati. Il segno ▮ significa che il valore indicato per questa resistenza è un valore medio: praticamente la cifra ottima dipende dalle caratteristiche del trasformatore d'uscita.*

Benchè il montaggio originale di Williamson sia stato progettato per lo equipaggiamento con un trasformatore di fabbricazione britannica (Partridge) e con tubi inglesi KT66, può essere realizzato senza inconvenienti anche con altri tubi (6L6 — 807) disponibili in Italia, e con un trasformatore di uscita di qualità (Fig. 70 e 71).

Costruzione.

L'alimentazione deve essere realizzata su un telaio separato onde allontanare il trasformatore dall'amplificatore. Le tensioni sono portate all'amplificatore mediante un cordone a quattro fili. Le dimensioni dei telai non sono impegnative e possono variare secondo il gradimento del tecnico. Si possono suggerire telai in alluminio con dimensioni di cm. 28 × 18 × 5.

La realizzazione dell'alimentazione non presenta difficoltà particolari. Bisogna disporre il nucleo dell'impedenza di filtro perpendicolarmente al nucleo del trasformatore onde ridurre gli effetti del campo magnetico.

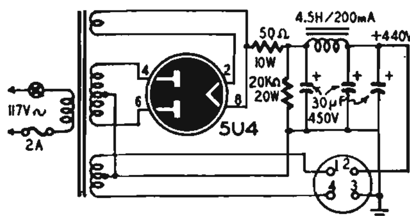


FIG. 71. - *Schema dell'alimentazione per l'amplificatore Williamson.*

L'amplificatore non ha disposizioni critiche a causa dell'alimentazione separata. Accertarsi che gli 807 abbiano una buona ventilazione.

Cablare in primo luogo il circuito dei filamenti con filo intrecciato, incominciando dagli 807. Mettere a massa il punto centrale dell'avvolgimento di riscaldamento per ridurre il ronzio.

Per evitare che si formino accoppiamenti con la massa, nei quali potrebbe nascere una tensione di ronzio indotta, collegare tutti i punti di massa nei diversi stadi ad una treccia metallica isolata dal telaio, e metterla a massa in un solo punto alla presa di raccordo d'entrata. Isolare egualmente dal telaio le custodie dei condensatori elettrolitici e collegare i loro poli negativi alla treccia. Infine anche per i circuiti di catodo degli 807 usare delle prese jack isolate.

Tutte le resistenze devono avere una tolleranza d'almeno il 10 % ed inoltre è molto importante che quelle indicate con un asterisco siano appaiate, poichè una ineguaglianza nei valori delle resistenze dello stadio ad accoppiamento diretto rischierebbe d'essere la causa di una polarizzazione errata di questo stadio, ed uno squilibrio nei valori delle resistenze nello stadio sfasatore darebbe delle tensioni ineguali alle griglie di comando degli 807. Un ohmetro è sufficiente per selezionare le resistenze da appaiare entro i limiti del 10 % di tolleranza per cui non è necessario disporre di un ponte di Wheastone. Gli stessi rivenditori possono selezionarle.

Si devono prendere alcune precauzioni per prevenire l'attenuazione delle audiofrequenze elevate: non utilizzare filo schermato, montare tutti i pezzi il più lontano possibile dal telaio, fare dei collegamenti corti, non disporre connessioni affiancate. È curioso constatare a qual punto questi piccoli dettagli possono influire sul risultato finale. Il solo fatto di allontanare i componenti dal telaio permette di estendere la curva di risposta di oltre 3 kHz verso le frequenze elevate.

Non utilizzare un trasformatore d'alimentazione insufficiente: questo amplificatore necessita di una corrente anodica importante, che il trasformatore deve essere in grado di fornire senza riscaldamento eccessivo.

Prove e messe a punto.

Per regolare i circuiti, collegare un milliamperometro a ciascuno dei jack e regolare il potenziometro di 100 Ω-2 W sino ad ottenere una corrente di circa 50 mA per ciascuno dei tubi d'uscita. Se non si riesce ad ottenere l'equilibrio, verificare per primi gli 807. Se l'amplificatore oscilla si rimedia invertendo le connessioni di placca che vanno al trasformatore d'uscita.

La curva di risposta è stata rilevata a mezzo di un generatore bassa frequenza Hewlett-Packard, un voltmetro R.C.A. ed un distorsiometro Hewlett-Packard. (Tutti questi apparecchi di misura possono essere sostituiti con eccellenti equivalenti). La risposta in frequenza è superiore alle norme per trasmittenti ed indica realmente l'alta fedeltà.

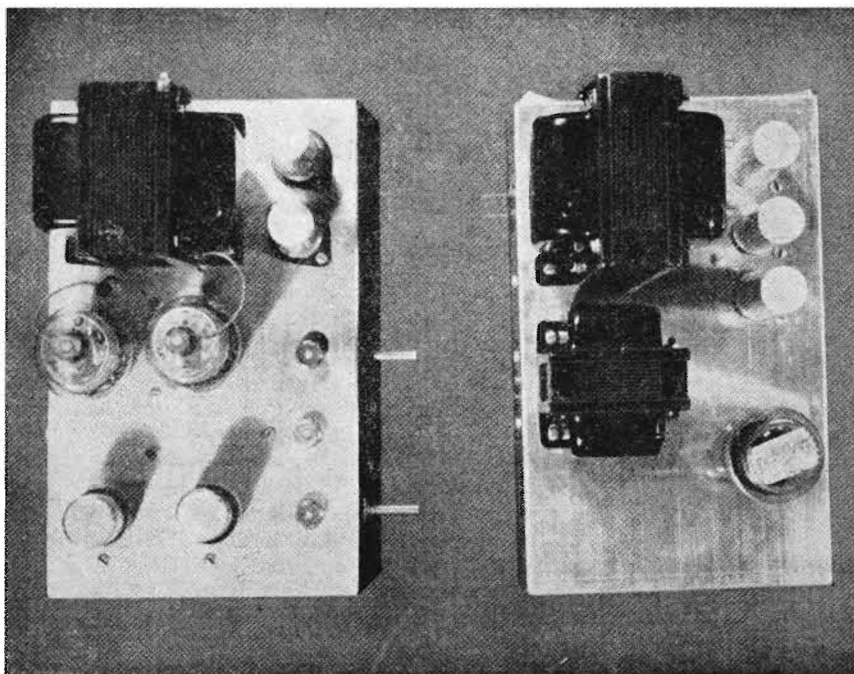


FIG. 72. - *La separazione dei telai dell'amplificatore e dell'alimentazione riduce il ronzio, poichè si allontanano i circuiti.*

L'amplificatore non è microfonico, il rumore di fondo è trascurabile, è eccezionalmente stabile e vale certo il lavoro ed il tempo impiegato per la sua costruzione.

Si possono aggiungere anche un preamplificatore ed un equalizzatore per ottenere, a piena potenza, ottime prestazioni con i pick-up a debole livello (magnetici, dinamici o a riluttanza variabile). Alcuni preamplificatori sono peraltro già stati studiati dai fabbricanti di complessi ad alta fedeltà. Alcuni di questi, molto completi, comprendono svariati sistemi di comando del tono e equalizzatori preregolati per la correzione della maggior parte delle caratteristiche di registrazione. Altri più semplici, non sono meno efficaci per la maggior parte delle applicazioni.

Un semplice circuito è illustrato dall'esempio tipico della figura 73. Si tratta di un preamplificatore Heathkit WA-P1. Un commutatore permette di selezionare l'entrata a debole guadagno per i pick-up a cristallo, o l'entrata a guadagno elevato per i pick-up magnetici. Nell'ultimo canale un'interruttore a due posizioni permette di apportare le correzioni necessarie per la riproduzione di registrazioni a 78 giri o microsolco.

Due comandi separati, uno per i bassi e l'altro per gli alti, permettono un guadagno o una attenuazione di 15 dB rispettivamente a 20 e 20000 Hz.

FIG. 73. - *Preamplificatore WA P1 Heathkit. L'interruttore S_1 consente la correzione per le registrazioni a 78 giri e microsolco. I comandi bei bassi e degli alti danno una risposta piatta per la loro posizione media ed un guadagno o una attenuazone di 15 dB alle opposte estremità. Il tubo 12 AY7 è di tipo antimicrofonico.*

Per sviluppare 1,2 V all'uscita del preamplificatore, valore corrispondente a quello necessario per ottenere la potenza di uscita massima dell'amplificatore di potenza, è necessario all'entrata a debole guadagno un livello di 0,2 V o di 0,004 V all'entrata a guadagno elevato.

Con l'amplificatore Williamson possono essere utilizzati altri preamplificatori purchè sia raggiunto il livello d'entrata necessario. Il circuito presentato in figura 73 ha il vantaggio della semplicità.

Materiali per l'amplificatore Williamson.

Resistenze:

2 × 470.000 Ω (appaiate), 2 × 100.000 Ω, 1 × 47.000 Ω, 2 × 22.000 Ω, 2 × 22.000 Ω (appaiate), 1 × 5.000 Ω, 2 × 1000 Ω, 1 × 470 Ω, 1 × 390 Ω, 4 × 100 Ω - 1 W ± 10 %; 2 × 47.000 Ω (appaiate) - 2 W ± 10 %; 1 × 250 Ω, 1 × 150 Ω, 1 × 50 Ω - 10 W in avvolgimento; 1 × 20.000 Ω, 20 W in avvolgimento; 1 potenziometro 500.000 Ω a presa intermedia, 1 potenziometro 100 Ω - 2 W.

Condensatori:

Carta: 2 × 0,25 μF, 2 × 0,05 μF - 600 V. Elettrolitici 3 × 30 μF - 475 V; 1 × 30 μF, 2 × 10 μF - 450 V.

Trasformatori:

1 trasformatore speciale Williamson (o equivalente); 1 trasformatore d'alimentazione 500 V - 150 mA; 1 impedenza di filtro 4,5 H - 200 mA.

Parti diverse:

Tubi: 2 × 6SN7-GT, 2 × 807, 1 × CU4-G (o equivalenti).

3 zoccoli octal, 2 zoccoli a 5 piedini, 2 zoccoli a 4 piedini, 2 prese d'alimentazione a quattro piedini, 1 spina, 2 jack aperte all'accensione, 2 cappucci di placca isolati (807), 1 barretta di raccordo di uscita, 1 porta-fusibile, 1 fusibile 2 A, 1 commutatore unipolare, 1 cordone d'alimentazione, fili, materiale per saldature, viti, oltre naturalmente a due telai.

Materiali per il preamplificatore.

Resistenze:

1 × 10, MΩ, 6 × 100.000 Ω, 3 × 22.000 Ω, 1 × 3.300 Ω, 2 × 2.200 Ω - 0,5 watt; 1 × 10.000 Ω - 1 W; 3 potenziometri da 1 MΩ.

Condensatori:

Carta: 4 × 0,002 μF, 2 × 0,02 μF, 5 × 0,5 μF - 600 V.

Mica o ceramica: 1 × 200 μF.

Elettrolitici: 2 × 20 μF - 350 V; 1 × 20 μF - 25 V.

Parti diverse:

Tubi: 1 × 12AX7 o 12AY7, 1 × 12AU7, 2 zoccoli miniatura a 9 piedini, telaio, commutatori, viti.

Capitolo 13

Amplificatore a triodi

Gli amplificatori a triodi presentano una grande agilità d'impiego, che permette di modificare la curva di risposta a piacimento dell'ascoltatore e di compensare le cadute delle frequenze basse o elevate dovute alle imperfezioni dell'intero complesso.

Amplificatori di lusso a triodi.

Un certo numero di imperativi reggono la costruzione di un amplificatore: l'esatto equilibrio degli alti e dei bassi, corretti intervalli di tempo dei transitori, eliminazione dei transitori indesiderabili, potenza sufficiente alle punte di modulazione, buona risposta senza distorsione alle basse frequenze ed accoppiamento corretto all'altoparlante sono alcuni dei punti più frequentemente trascurati.

Questa negligenza è dovuta all'impossibilità di analizzare con precisione la sensazione conosciuta col nome di fatica dell'ascoltatore, fenomeno d'altronde non limitato agli apparecchi a buon mercato.

Importanti vantaggi risultano dalla separazione del telaio preamplificatore, provvisto di tutti i comandi necessari, ma questo procedimento comporta un aumento sensibile della complessità dei circuiti e del loro costo.

In questo capitolo sono proposti due amplificatori. Un modello di lusso perfezionato a due telai, ed uno più economico ad un solo telaio. Benchè tutt'e due diano eccellenti risultati, quello a due telai possiede qualche particolare raffinatezza.

Le figure 74 e 75 rappresentano le vedute esterna ed interna del modello a due telai, e le figure 76 e 77 gli schemi del preamplificatore e dell'amplificatore. Il preamplificatore può essere utilizzato con qualsiasi amplificatore purchè l'alimentazione possa sopportare il carico aggiuntivo del preamplificatore stesso.

Oltre ai circuiti di comando d'amplificazione per cartucce di pick-up magnetici, il preamplificatore è munito di comandi dei bassi, degli alti e di volume. Inoltre un commutatore a quattro posizioni, S_1, permette le eventuali correzioni di lettura necessarie per le diverse caratteristiche di registrazione usate dalle varie Case. La posizione 1 procura una risposta pressochè piatta intensificando gli alti della maggior parte delle registrazioni. La posizione 2 è la migliore per registrazioni a 78 giri, a meno che rumori delle puntine dovuti all'usura non richiedano l'utilizzazione della posizione 3 o 4; inoltre è adatta per i dischi microsolco Victor o Capitol. La posizione 3 procura una compensazione per i dischi microsolco Columbia e quelli di altre Case. La posizione 4 è principalmente adatta per l'ascolto di dischi usati.

I valori di 15.000, 5.000, 3.300 Ω e 0,04 μF sono adatti per diaframmi a riluttanza variabile della General Electric. Il commutatore S_2 permette di

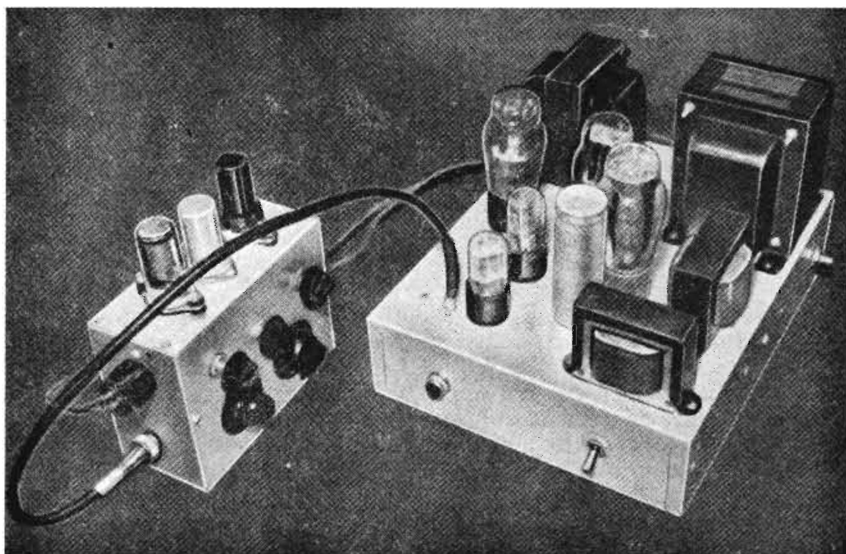


Fig. 74. - *Veduta dell'amplificatore a triodi con due telai. Tutti i comandi sono disposti sul preamplificatore.*

collegare il preamplificatore al pick-up, o alla radio; l'entrata radio può essere usata anche per il collegamento di un pick-up a cristallo.

Come indica la fig. 76 il comando di potenza (o comando compensato di volume sonoro) può essere montato su un commutatore a ventitre posizioni, che rappresenta una raffinatezza quasi indispensabile. Evidentemente è possibile omettere questa complicazione, utilizzando un semplice controllo di volume di 1 MΩ, ma al prezzo di un peggiore ascolto dei bassi a debole volume.

I comandi dei bassi e degli alti permettono di ottenere le curve della figura 78. Queste curve hanno significato solo se considerate in rapporto alla gamma di frequenze del pick-up usato, del radio-programma ascoltato, o all'amplificatore e all'altoparlante.

Per esempio, il condensatore C_1 di 0,0001 μF del comando dei bassi aumenta il rapporto alte/medie frequenze, ma se un altro componente procura una caduta delle frequenze elevate è consigliabile portare il valore di questo condensatore ad almeno 0,001 μF. La posizione del controllo dei bassi prima del controllo degli alti non è fortuita; si ottengono bassi più reali di quelli che si otterrebbero se queste posizioni fossero invertite.

I filamenti dei tubi 12SC7 e 14AF7 sono collegati in serie ed alimentati in continua dalla corrente anodica del telaio dell'amplificatore di potenza; questi tubi sono stati scelti in ragione della loro corrente di accensione di

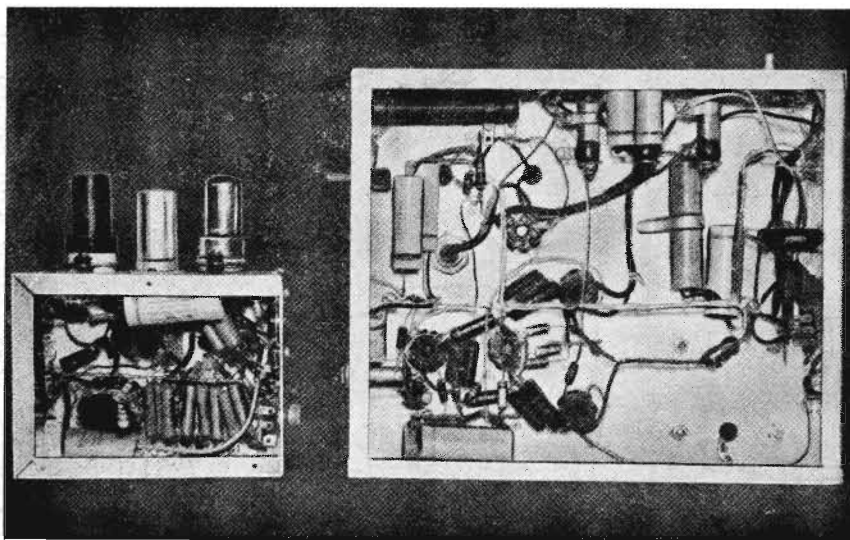


FIG. 75. - *L'amplificatore visto disotto - Il telaio di grandi dimensioni permette un cablaggio spazioso.*

150 mA. Fatta eccezione per il riscaldamento, il 12SC7 è identico al 6SC7 ed il 14AF7 è di caratteristiche molto simili a quelle del 6SN7. Osservare la polarità del condensatore di filtro di 100 μF, il cui polo positivo deve essere a massa.

Alcune resistenze e condensatori devono essere appaiati per permettere un equilibrio corretto dell'amplificatore di potenza. In particolare devono essere appaiate le resistenze d'anodo R_1 e di catodo R_2 dello stadio sfasatore, le resistenze d'anodo R_3 e R_4, le resistenze di griglia R_5 e R_6, i condensatori di griglia C_2 e C_3, C_4 e C_5.

La polarizzazione del 6B4 è una combinazione di polarizzazione fissa e autopolarizzazione. La caduta di tensione ai terminali di R_7 aggiunta alla caduta ai terminali dei filamenti dei tubi del preamplificatore dà una polarizzazione fissa dovuta alla corrente di riposo di tutti i tubi e alla resistenza regolabile R_8. Per punte di forti segnali aumenta la caduta di tensione ai terminali di R_7. Questa fa crescere la polarizzazione dei tubi 6B4-G ed evita il sovraccarico delle griglie. La potenza disponibile senza distorsione è di 10 W.

La caduta di tensione addizionale ai terminali R_9 e R_{10} assicura l'equilibrio delle correnti anodiche dei tubi 6B4-G.

Benchè il livello sonoro fornito da questo amplificatore sia già notevole, può essere ancora aumentato collegando il catodo della prima metà del primo tubo 6SN7 ad un condensatore di 20 μF - 25 V, come indicato a tratteggio in figura 77.

FIG. 76. - *Preamplificatore. Il comando di tono a ventitre posizioni permette la correzione in funzione del livello sonoro.*

Il trasformatore d'alimentazione deve fornire almeno 150 mA a 400-450 V. Usarne preferibilmente uno con un regime massimo di 200 mA.

Sono necessari tre avvolgimenti di riscaldamento, uno a 5 V per il tubo raddrizzatore e due a 6,3 V per i tubi 6B4-G. Grazie a questi due avvolgimenti separati, si possono regolare separatamente le polarizzazioni dei tubi 6B4-G per ottenere il bilanciamento. Una delle tensioni di 6,3 V può essere fornita da un piccolo trasformatore separato.

La corrente anodica totale dei tubi è di circa 95 mA, e la resistenza R_8 assorbe una intensità sufficiente a portare la corrente anodica richiesta dal tubo raddrizzatore a 150 mA.

Modello ad un solo telaio.

Le figure 79 e 80 rappresentano l'amplificatore ad un solo telaio, e la figura 81 ne dà lo schema. Questo modello necessita di componenti meno costosi del precedente e di una sola regolazione nel corso delle prove (quella del potenziometro R_7 di 780 Ω). Se possibile al momento dell'acquisto i 6B4-G dovrebbero essere scelti con pendenze molto simili.

Il trasformatore d'alimentazione deve poter fornire senza riscaldamento eccessivo una corrente di 120 mA a 350 V. Può essere usato un trasformatore separato per il riscaldamento dei tubi a 6,3 V. Non lesinare mai sulla qualità del trasformatore d'uscita.

Ben intenso, la maggior parte dei perfezionamenti del precedente modello a due telai, possono essere applicati a questo modello ad unico telaio.

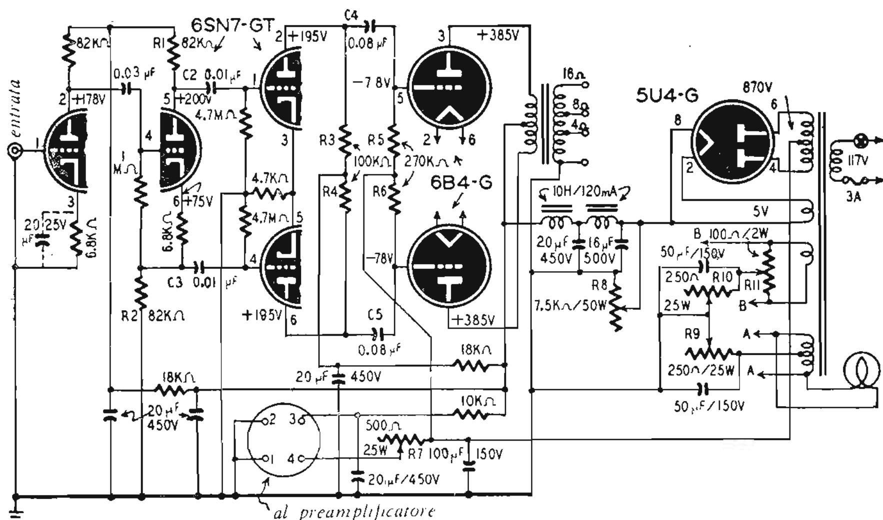


FIG. 77. - *Amplificatore. Potenza d'uscita 10 W. (I filamenti dei tubi 6SN7 sono alimentati rispettivamente dai secondari AA e BB).*

Costruzione.

La costruzione di questi amplificatori non presenta difficoltà particolari.

Si utilizzerà un telaio di 7 × 25 × 30 cm per permettere un montaggio spazioso (cm 7 × 13 × 18 per il preamplificatore staccato). Evitare di disporre troppo vicini fili o elementi (condensatori, resistenze) percorsi dal segnale. Disporre i supporti dei tubi in modo che i condensatori possano essere collegati direttamente fra i terminali con brevi connessioni.

Effettuare le connessioni di massa dal lato opposto alla linea A.T. in un unico punto isolato che sarà messo a massa del telaio il più vicino possibile all'entrata dal preamplificatore.

Nel modello a due telai la messa a massa in un unico punto deve essere fatta tanto nell'amplificatore che nel preamplificatore.

La resistenza R_8 della figura 77, che è sottomessa ad un importante riscaldamento, deve essere posta orizzontalmente alla lunghezza del telaio, sul quale devono essere praticati dei fori di ventilazione al disopra ed al disotto di questa resistenza.

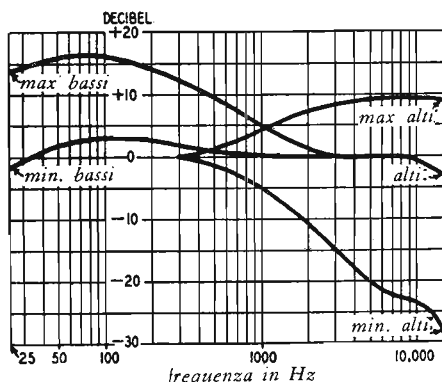


FIG. 78. - *Le curve della risposta di frequenza dimostrano l'effetto del comando di tono.*

I collegamenti di massa dei filamenti e del segnale d'entrata uscito dal preamplificatore devono essere separati, e riuniti solamente alla presa di massa del telaio dell'amplificatore. Utilizzare supporti antimicrofonici per il 12SC7 e per il 14AF7 del preamplificatore e per il tubo 6SC7 del modello ad unico telaio.

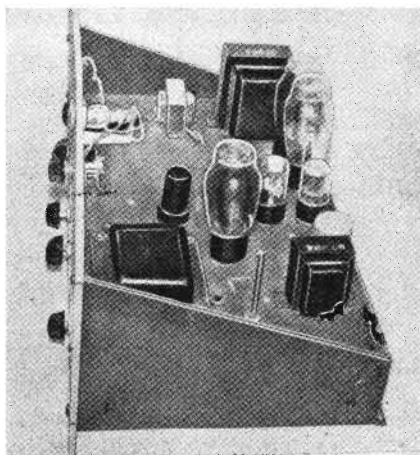


FIG. 79. - *Veduta d'insieme dell'amplificatore ad un telaio.*

Sempre nel modello ad un telaio è bene alimentare i tubi 6SC7 e 6J5 con trasformatori separati, onde ridurre il rumore di fondo.

Messa a punto.

Nell'amplificatore a due telai, la corrente anodica di ciascun 6B4-G deve essere regolata a 40 mA, e la corrente totale che circola nei filamenti del preamplificatore a 140-150 mA. A questo scopo si inserirà in serie con i filamenti un milliamperometro e si regolerà il potenziometro R_8 di 7,5 KΩ - 50 W sino ad ottenere una lettura di 150 mA. Può manifestarsi una certa interazione fra le regolazioni di R_7 e R_8. Si regolerà inizialmente R_7 per ottenere la polarizzazione corretta dei 6B4-G e poi si porterà la corrente dei filamenti a 150 mA con la manovra di R_8.

Un altro metodo consiste nel regolare R_7 a 400 Ω e R_8 a 7.000 Ω circa. Si misura separatamente la corrente di placca di ciascun 6B4-G, equilibrando le due correnti mediante R_9 e R_{10} a valori compresi fra 40 e 50 mA. Regolare in seguito R_8 per ottenere una tensione di 22-24 V fra i terminali 1 e 4 della presa di collegamento. Verificare e se necessario regolare nuovamente la corrente di placca di ciascuno dei 6B4 a 40 mA mediante R_9 e R_{10}.

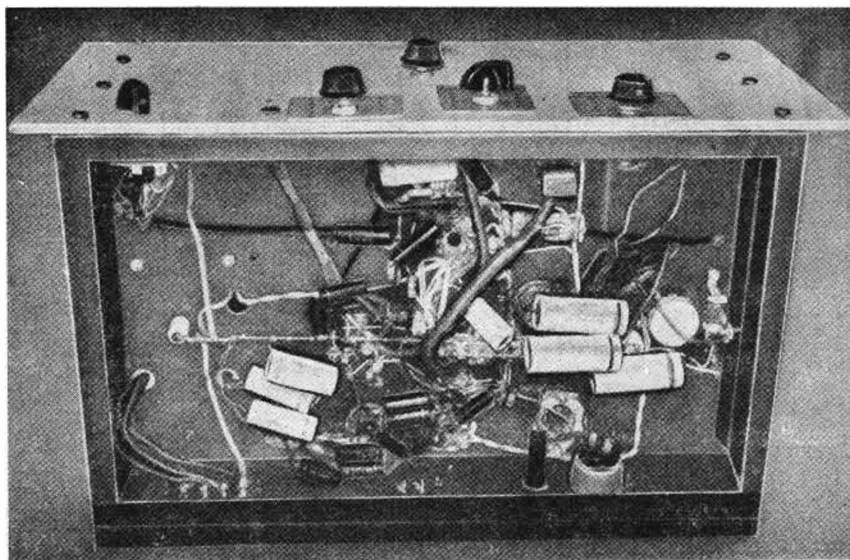


Fig. 80. - *Modello ad un telaio visto disotto.*

Riprendere la tensione dei filamenti misurata fra i terminali 1 e 4 della base di collegamento, e regolare R_8 per ottenere 23-24 V. Ripetere queste operazioni sino a che la tensione di riscaldamento e la corrente anodica siano corrette. Il valore normale di R_7 è di 400 Ω, ma questo valore deve essere talvolta leggermente modificato per permettere una corretta messa a punto.

Effettuando la regolazione con il preamplificatore in funzionamento, il secondario del trasformatore di uscita dovrà essere caricato da un altopar-

lante o meglio da una resistenza di 4-16 Ω, 10 W, onde evitare il rischio di bruciare il trasformatore.

Regolare il potenziometro R_{11} per il minimo di ronzio all'uscita. Sull'entrata radio il ronzio è di oltre 75 dB al disotto del segnale utile.

Nel modello economico, il potenziometro R_7 ha un valore differente che nel modello a due telai. Stabilito a 780 Ω o più, si regola per portare la corrente di placca media del 6B4-G a 40 mA.

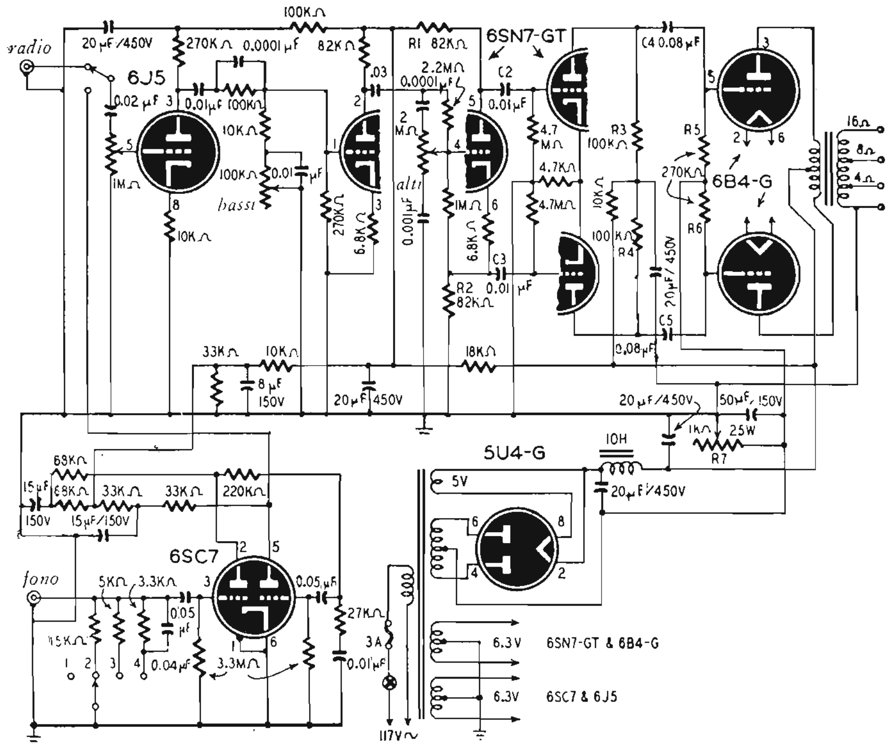


FIG. 81. - *Schema completo dell'amplificatore ad un telaio. Parecchie prese al secondario del trasformatore di uscita permettono la scelta di diverse impedenze dell'altoparlante.*

Nei due amplificatori, è indispensabile che i segnali applicati alle griglie dei tubi di uscita siano di valore uguale. Per verificare questo equilibrio si inietterà una frequenza fissa all'entrata dell'amplificatore e si misureranno le tensioni ai terminali delle resistenze R_5 e R_6.

Materiale per il preamplificatore.

Resistenze:

1 × 3.300 Ω, 1 × 5.000 Ω, 2 × 6.800 Ω, 3 × 10.000 Ω, 1 × 15.000 Ω, 5 × 22.000 Ω, 6 × 27.000 Ω, 8 × 33.000 Ω, 1 × 39.000 Ω, 1 × 47.000 Ω, 1 × 62.000 Ω, 6 × 68.000 Ω, 1 × 75.000 Ω, 1 × 100.000 Ω, 9 × 150.000 Ω, 2 × 220.000 Ω, 1 × 270.000 Ω, 1 × 1 MΩ, 1 × 2,2 MΩ, 2 × 3,3 MΩ - 0,5 W; 1 × 100.000 Ω, 1 × 2 MΩ potenziometri.

Condensatori:

Mica: 2 × 0,0001 μF.

Carta: 1 × 0,001 μF, 6 × 0,005 μF, 1 × 0,0075 μF, 2 × 0,01 μF, 2 × 0,2 μF, 1 × 0,4 μF, 3 × 0,05 μF - 400 V.

Elettrolitici: 1 × 10 μF - 450 V, 1 × 15 μF - 150 V, 1 × 20 μF - 25 V.

Materiale vario:

Tubi e zoccoli: 1 × 12 SC7, 1 × 14 AF7; commutatori 1 × 23 posizioni rotante, 1 a 4 posizioni polo singolo; 2 jack, 1 presa 4 terminali per alimentazione, 1 telaio, fili, viti.

Materiale per l'amplificatore a due telai.

Resistenze:

1 × 4.700 Ω, 2 × 6.800 Ω, 1 × 10.000 Ω, 2 × 18.000 Ω, 3 × 82.000 Ω, 2 × 100.000 Ω, 2 × 270.000 Ω, 1 × 1 MΩ, 2 × 4,7, MΩ - 0,5 W, 2 × 250 Ω - 25 W, 1 × 500 Ω - 25 W, 1 × 7.500 Ω - 50 W, con presa regolabile, 1 × 100.000 Ω potenziometro.

Condensatori:

Carta: 2 × 0,01 μF, 1 × 0,03 μF, 2 × 0,08 μF - 400 V.

Elettrolitici: 1 × 16 μF - 500 V, 5 × 20 μF - 450 V, 1 × 25 μF - 25 V, 2 × 50 μF - 150 V, 1 × 100 μF - 150 V.

Materiale vario:

Tubi e zoccoli: 2×6 SN7-GT, 2×6 B4-G, 1 × 5 U4-G; 1 trasformatore di potenza 435-0-435 V - 200 mA con due prese 6,3 V e una 5 V; 2 impedenze × 10 H, 120 mA; 1 trasformatore d'uscita 12,5 W, 5000 Ω impedenza primaria: 1 presa a 4 terminali per alimentazione; 1 porta fusibile e fusibile da 3 A; 1 jack; 1 commutatore di linea; telai, fili, viti.

Materiale per l'amplificatore ad un telaio.

Resistenze:

1 × 3.300 Ω, 1 × 4.700 Ω, 1 × 5.000 Ω, 2 × 6.800 Ω, 4 × 10.000 Ω, 1 × 15.000 Ω, 1 × 27.000 Ω, 3 × 33.000 Ω, 2 × 68.000 Ω, 3 × 82.000 Ω, 4 × 100.000 Ω, 1 × 220.000 Ω, 4 × 270.000 Ω, 1 × 1 MΩ, 1 × 2,2 MΩ, 2 × 3,3 MΩ, 2 × 4,7 MΩ - 0,5 W; 1 × 1 MΩ, 1 × 2 MΩ, potenziometri; 1 × 1000 Ω - 25 W con presa regolabile.

Condensatori:

Mica: 2 × 0,0001 μF.

Carta: 1 × 0,001 μF, 5 × 0,01 μF, 1 × 0,02 μF, 1 × 0,03 μF, 1 × 0,04 μF, 2 × 0,05 μF, 2 × 0,08 μF - 400 V.

Elettrolitici: 1 × 8 μF, 2 × 15 μF, 1 × 50 μF - 150 V; 5 × 20 μF - 450 V.

Materiale vario:

Tubi e zoccoli 1 × 6J5, 2 × 6SN7-GT, 2 × 6B4-G, 1 × 6SC7, 1 × 5U4-G; 1 trasformatore di potenza 435-0-435 V-200 mA con due prese 6,3 V e una 5 V; 1 trasformatore d'uscita 12,5 W - 5.000 Ω impedenza primaria; 1 induttanza 10 H - 120 mA; 1 commutatore a 4 posizioni; 2 commutatori semplici; 1 portafusibile e fusibile da 3 A; 2 jack; telaio, fili, viti.

Capitolo 14

Amplificatore a tubi miniatura

L'amplificatore descritto in questo capitolo è un amplificatore ad alta fedeltà che utilizza i tubi della serie miniatura; la sua curva di risposta è lineare a ± 1-1,5 dB fra 30 e 10.000 Hz con meno del 2 % di distorsione, il suo guadagno è di 60 dB ed il livello del rumore di fondo inferiore di 70 dB al segnale utile (4 W).

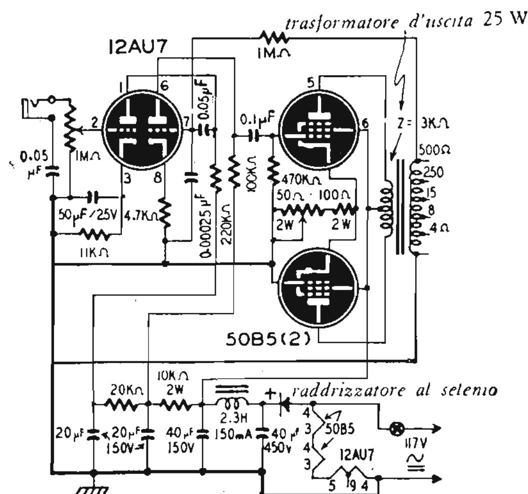


FIG. 82. - *Amplificatore miniatura di 4 W.*

I tubi usati sono due pentodi 50B5 ed un doppio triodo 12AU7. L'amplificatore è realizzato su un telaio d'alluminio di 10 × 12 × 5 cm. A montaggio terminato misura cm. 14 × 16 × 10 ed occupa metà spazio di un amplificatore normale equipaggiato di 50L6. I tubi 50B5 in controfase sono in circuito autosfasatore (fig. 82), e i due triodi del 12AU7 lavorano in cascata;

grazie a ciò l'amplificazione è dieci volte superiore a quella che darebbe un montaggio classico.

Benchè i due triodi del 12AU7 siano identici, i valori che entrano nei due circuiti sono differenti, poichè vengono calcolati per ottenere il minimo di distorsione rispetto al livello dei segnali che sono loro applicati.

Devono essere prese alcune precauzioni per evitare il rumore di fondo. Si considerino le figure 83 e 84 per la disposizione degli elementi.

Il jack d'entrata è isolato con un tubetto in fibra. Un solo punto di massa assicura un debole livello di ronzio e l'eliminazione di accoppiamenti bassa impedenza.

Il cablaggio deve essere il più compatto possibile; i fili percorsi dal segnale devono essere schermati e posti vicino al telaio. I filamenti sono cablati con filo intrecciato, e l'estremità massa deve essere raccordata al terminale 4 del 12AU7. Il jack è collegato mediante un filo schermato da una guaina impermeabile al potenziometro di potenza. Le schermature dei supporti dei tubi sono messe a massa.

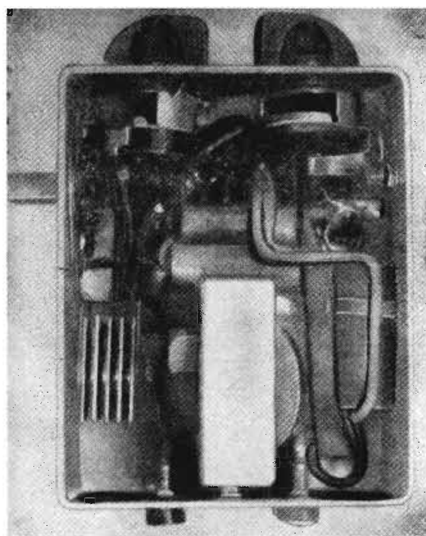


Fig. 83. - *La collocazione dei componenti nel piccolo spazio.*

Per quanto possibile saldare i morsetti dei supporti senza utilizzare filo. I terminali d'alimentazione e l'interruttore vanno montati sul telaio uno vicino all'altro sul lato opposto del jack d'entrata. I jack di uscita vanno montati sull'altro lato del piccolo telaio.

Benchè per costruzione sia stato necessario montare l'impedenza di filtro proprio al di sotto del trasformatore, non è stato constatato ronzio. Il condensatore di catodo dello stadio d'entrata non ha lo scopo di accrescere l'amplificazione, come può sembrare, ma quello di eliminare il ronzio. È

stato preferito un condensatore di filtro di 450 V ad uno di 150 V, per aumentare il coefficiente di sicurezza. Per la medesima ragione il tubo raddrizzatore è stato sostituito con un raddrizzatore al selenio.

Il circuito di sfasamento usato dai 50B5 permette l'economia di un tubo. Non è instabile o delicato da regolare; inoltre l'assenza di condensatori di accoppiamento assicura eccellenti prestazioni in un campo di frequenze molto esteso. Il valore della resistenza di catodo dell'invertitore di fase è uguale all'inverso della pendenza dei tubi ed è regolabile. (La pendenza di un 50B5 è dell'ordine di 7,5 mA/V, e questa resistenza deve essere regolata all'incirca a 133 Ω).

Lo sfasatore ad accoppiamento catodico produce la medesima amplificazione di un tubo solo, in quanto il segnale dopo lo sfasamento di 180° è diviso in due ed applicato ad ogni lato del circuito di controfase.

Il segnale fornito dalla seconda metà del 12AU7 è applicato alla griglia del 50B5 superiore in modo normale. Il catodo di questo tubo non è disaccoppiato. La corrente placca passando nella resistenza di catodo determina una caduta di tensione fra catodo e massa che varia al ritmo del segnale. La griglia del 50B5 inferiore è a massa e il suo catodo è collegato a quello del tubo superiore. Il segnale alternato che appare ai terminali della resistenza di catodo è quindi trasmesso fra catodo e griglia del tubo inferiore.

Vi sono parecchi procedimenti per regolare la polarizzazione dei tubi di uscita ed ottenere uno sfasamento corretto. Il migliore e probabilmente il più semplice è quello di collegare una cuffia all'uscita di 500 Ω e regolare gradualmente il potenziometro sino all'annullamento di tutto il ronzio.

Una controreazione ideale dovrebbe conglobare l'intero amplificatore, ma poichè in questo amplificatore il controllo del volume ha luogo nel primo stadio, il grado di controreazione varierebbe con la posizione del potenziometro. Per rimediare a questo inconveniente la tensione di correzione viene applicata al secondo stadio. Il contributo di distorsione apportato dal primo stadio è d'altronde trascurabile, poichè lavora a livello molto basso. La maggior parte della distorsione è dovuta ai tubi di potenza ed al trasformatore d'uscita. Lo scopo della controreazione è di livellare la curva di risposta e pertanto deve essere indipendente dalla frequenza; nel circuito non viene quindi utilizzato nessun condensatore. La resistenza di griglia del secondo elemento triodo 12AU7 ritorna a massa attraverso l'avvolgimento secondario del trasformatore di uscita. Quando questo avvolgimento è incluso nella controreazione, ad una data frequenza la fase di contrareazione viene invertita a causa dell'induttanza di fuga del trasformatore. A questa frequenza la reazione diventa positiva e l'amplificatore oscilla su una frequenza bassa, media o elevata. Anche se l'agganciamento può passare inosservato all'ascolto, produce una distorsione dovuta al sovraccarico dell'amplificatore. La resistenza di griglia di 1 MΩ ed il condensatore di 250 pF isolano l'induttanza di fuga del trasformatore collegando a massa le oscillazioni che potrebbero sopravvenire.

Per avere effettivamente controreazione e non reazione, la tensione reiniettata alla griglia del secondo stadio deve essere di fase opposta alla tensione di comando iniziale. Se durante la prima prova l'amplificatore oscilla, invertire le connessioni del trasformatore d'uscita sia al primario che al secondario.

Numerose curve di risposta sono state rilevate per differenti livelli d'entrata ed è risultato che le migliori prestazioni si ottengono quando il trasformatore d'uscita lavora al disotto dello stato di saturazione. Per questa ragione si è adottato in questo amplificatore di 4 W un trasformatore d'uscita di 25 W.

Più potente è il trasformatore d'uscita, migliore è la risposta alle frequenze basse e minore è la distorsione.

Si faccia attenzione che questo amplificatore funziona a piena corrente, e che il telaio è collegato ad un polo del settore. Si possono impiegare parecchi metodi per prevenire incidenti, ma nessuno è perfetto, ed è necessario prendere alcune precauzioni per usare questo amplificatore.

L'insieme può essere montato in una cassetta non metallica, in modo che nessun punto del telaio possa essere inavvertitamente toccato, mentre l'entrata del settore può essere isolata mediante un condensatore di 50.000 pF.

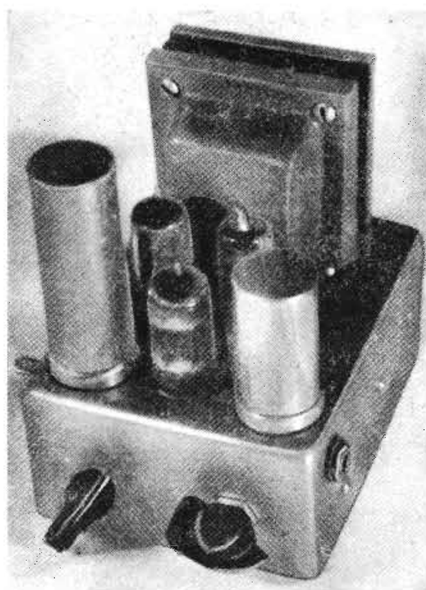


FIG. 84. - *Insieme dell'amplificatore miniatura. Il telaio misura solo 10 × 12 × 5 cm.*

Il miglior procedimento consiste nel portare tutti i punti esterni a massa in un unico punto collegato al telaio mediante un condensatore di 50000 pF. Evidentemente in questo caso anche i condensatori di filtro devono essere isolati.

Un altro procedimento consiste nel ricercare la posizione della spina del cordone di alimentazione per la quale il telaio risulta collegato al neutro del settore. La presa di corrente e la spina devono quindi essere contrassegnate

per permettere il medesimo collegamento ad ogni utilizzazione. Benchè sia elettricamente preferibile questo metodo è psicologicamente poco raccomandabile, poichè anche un professionista potrebbe per distrazione rovesciare il collegamento. Tuttavia, se l'amplificatore è destinato ad essere collegato ad un ricevitore radio o ad un qualunque apparecchio sotto tensione, il procedimento migliore consiste nell'utilizzare una spina di collegamento speciale che consenta un unico senso di montaggio, eliminando inoltre il ronzio del settore.

Materiale per l'amplificatore miniatura.

Resistenze:

1 × 100 Ω - 2 W; 1 × 4.700 Ω, 1 × 10.000 Ω - 2 W, 1 × 20.000 Ω, 1 × 100.000 Ω, 1 × 220.000 Ω, 1 × 1 MΩ, 1 × 50 Ω - 2 W potenziometro, 1 × 1 MΩ potenziometro.

Condensatori:

1 × 0,00025 μF, 3 × 0,05 μF, 1 × 0,1 μF, 1 × 50 μF - 25 V, 2 × 20 μF - 150 V, 1 × 40 μF - 150 V, 1 × 40 μF - 450 V.

Materiale vario.

1 raddrizzatore al selenio 150 mA, 1 induttanza filtro 150 mA, 1 jack, 1 trasformatore d'uscita, 3 zoccoli per tubi miniatura, 1 × 12AU7, 2 × 50B5, 1 telaio, 2 manopole, viti assortite.

Capitolo 15

Amplificatore a tre canali

In ogni amplificatore è molto importante che il comando di tono sia agevole ed efficace. Molti amplificatori alta fedeltà fanno appello a circuiti più o meno complessi con resistenze, capacità ed induttanze per cui occorrono uno o più tubi supplementari destinati a compensare l'attenuazione apportata dagli elementi correttori.

Questo inconveniente può essere evitato suddividendo il segnale d'entrata in tre canali separati, ciascuno dei quali abbia comandi indipendenti. In un amplificatore di questo genere il primo canale amplifica le basse frequenze, il secondo le frequenze alte delle audiofrequenze, ed il terzo la gamma campleta.

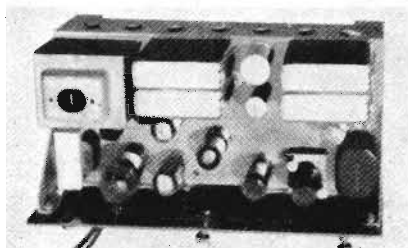


FIG. 85. - *Veduta superiore dell'amplificatore a tre canali.*

Vi sono sei comandi di tono separati: (Nella fotografia della figura 85 ne sono visibili solo due: i potenziometri P_4 e P_6 che controllano i bassi e gli alti. Gli altri quattro, S_1, S_2 e P_3, P_3, sono stati aggiunti dopo che è stata ripresa la fotografia). Il circuito è illustrato in figura 86.

L'amplificatore è stato progettato per l'ascolto in appartamenti normali per cui è stata giudicata sufficiente una potenza di 8 W. Questa potenza è generata da due 6V6 montati in classe AB1.

Per ridurre l'impedenza d'uscita viene utilizzata una controreazione che congloba tre stadi partendo dall'avvolgimento secondario del trasformatore d'uscita. Il grado di controreazione può essere modificato cambiando il valore della resistenza di 1200 Ω collegata fra il secondario del trasformatore d'uscita e la resistenza di catodo del tubo 6J5. Un potenziometro a filo di 2 kΩ, invece di una resistenza fissa, permette di modificare a volontà il grado di correzione. Se l'amplificatore oscilla, invertire i collegamenti della bobina mobile.

FIG. 86. - *Amplificatore a tre canali. Le polarizzazioni dei tubi di uscita sono regolate con potenziometri di 600 Ω indipendenti.*

L'entrata dell'amplificatore è prevista per essere collegata ad un pick-up a cristallo. Il valore di R_1 è stato determinato per limitare la tensione d'entrata al punto X a 0,5 V al massimo d'ampiezza. Il segnale viene poi diretto al potenziometro P_1 e quindi suddiviso in tre parti sulle griglie di comando del pentodo 6SJ7, e del doppio triodo 6SL7. Nel circuito d'uscita del 6SJ7 è disposto un filtro passa-basso a frequenza di taglio regolabile mediante S_1. Il rinforzo dei bassi è comandato da P_2. L'amplificazione generale del canale dei bassi è comandata da P_4, nel circuito di griglia del 6J5.

Una metà del 6SL7 amplifica tutte le frequenze, e P_5 controlla il guadagno di questo canale. L'altra metà del 6SL7 è utilizzata dal canale degli alti e comporta un filtro passa-alto variabile nel suo circuito anodico. S_2 seleziona la frequenza a cui la risposta del canale incomincia a cadere; il potenziometro P_3 assicura la regolazione dell'attenuazione. L'amplificazione globale del canale degli alti è regolata da P_6.

L'uscita dei tre canali separati viene combinata alla griglia del 6J5. Il 6SN7 successivo al 6J5 è montato in sfasatore ad accoppiamento catodico nel quale una sola delle griglie è comandata dal segnale, mentre l'altra è a potenziale di massa per quanto concerne la corrente alternata. Il segnale è quindi iniettato in questo secondo semi-triodo fra griglia e catodo, essendo la resistenza di polarizzazione comune alle due sezioni del tubo.

A causa della messa a massa della seconda griglia, la placca dell'elemento corrispondente lavora in fase col catodo, e quindi in opposizione con l'anodo del primo elemento.

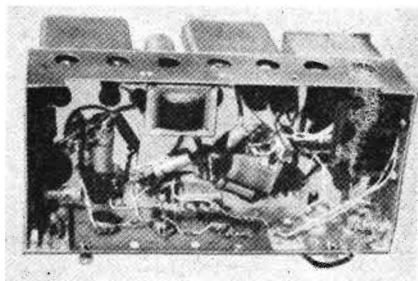


FIG. 87. - *L'interno del telaio. Il trasformatore d'uscita è a destra.*

Il montaggio dei 6V6 è classico sebbene le polarizzazioni siano ragolabili indipendentemente da potenziometri di 600 Ω - 4 W. Un jack (aperto all'accesione) in ogni catodo permette la misura della corrente catodica; la polarizzazione deve essere regolata per ottenere una corrente catodica di 35 mA per tubo.

Per ottenere il minimo di distorsione è raccomandabile l'uso di un trasformatore d'uscita di buona qualità. I condensatori e le resistenze che entrano in ciascuna branca dello sfasatore e dello stadio controfase devono essere accuratamente appaiati perchè assicurino buoni risultati.

Le masse saranno raggruppate in ogni stadio, poi riunite e collegate in un unico punto del telaio. L'avvolgimento di riscaldamento sarà messo a massa nel suo punto centrale, e le connessioni saranno realizzate con filo intrecciato schermato. Una veduta dell'interno del telaio è data in fig. 87.

Capitolo 16

Amplificatore di potenza elevata

Questo amplificatore è caratterizzato dalla agilità di utilizzazione, dalla semplicità di realizzazione e dalla potenza elevata generata — 30 W con 0,5 % di distorsione — ottenuta con un segnale d'entrata di 2,5 mV.

Le due caratteristiche essenziali di questo montaggio sono il comando di tono e lo sfasatore a guadagno elevato.

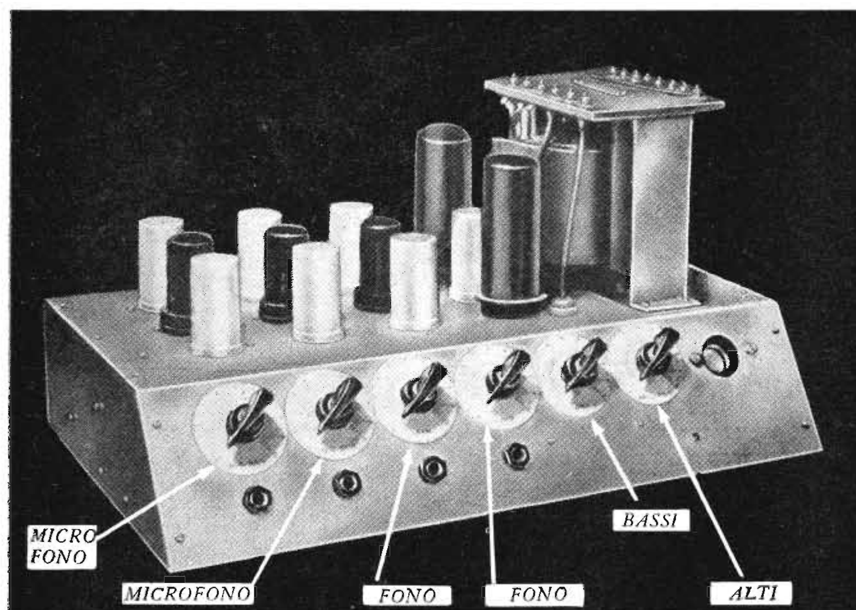


Fig. 88. - *Veduta dell'amplificatore alta fedeltà. Una delle due entrate pick-up è stata successivamente sostituita da un'entrata microfono. Tutti i comandi sono sulla faccia anteriore.*

Il circuito d'entrata è previsto per tre microfoni dinamici ed un pick-up a cristallo (non due di ognuno come indicato in figura 88). La semplicità è la nota principale: si impiega un solo trasformatore microfonico di rapporto 1/50. Il mescolatore è regolare e silenzioso.

Correttori di tono.

Le uscite pick-up e secondarie del trasformatore d'entrata sono montate in parallelo fra griglia e massa del tubo 6SJ7 correttore di tono (Fig. 89). L'amplicazione dell'entrata a bassa impendenza è regolata da un potenziometro di 50 Ω e quella dell'entrata pick-up ad alta impedenza da un potenziometro di 500.000 Ω. Una controreazione di intensità è applicata a questo tubo mediante la resistenza catodica.

La polarizzazione corretta del tubo è ottenuta riportando la resistenza di griglia di 220.000 Ω ad una presa del circuito di catodo.

Quando i cursori dei potenziometri di controllo del tono R_1 e R_2 sono dal lato della massa, l'impedenza reale fra massa e catodo è di circa 5.400 Ω ed è indipendente dalla frequenza. Anche il grado di controreazione è pertanto indipendente dalla frequenza e l'amplificazione risulta costante.

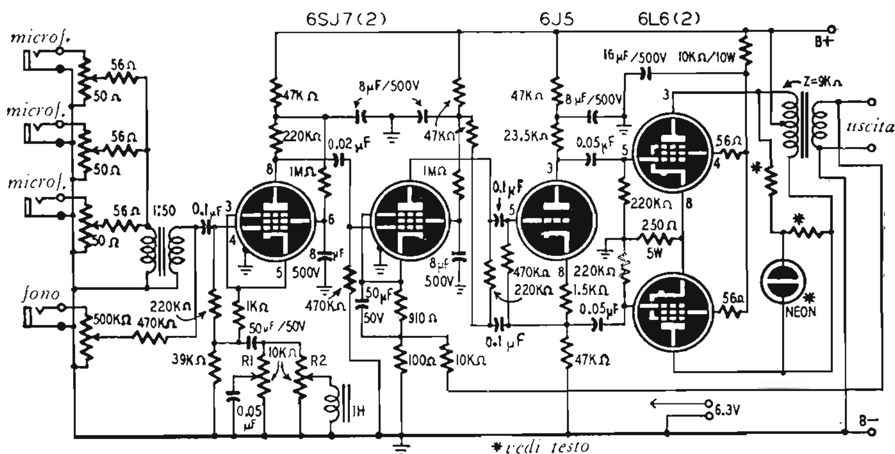


FIG. 89. - *Schema dell'amplificatore. Il secondo 6SJ7 ha per carico anodico l'alta impedenza d'entrata del tubo « catodo follower » seguente.*

Quando il cursore di R_1 si sposta verso l'altra estremità della sua corsa l'impedenza del circuito diminuisce con l'aumento della frequenza — 3.500 Ω a 1.000 Hz e 1.300 Ω a 10.000 Hz (Fig. 90). La diminuzione d'impedenza produce un aumento dell'amplificazione che agisce rinforzando gli alti. La figura 90 dà un'idea di questa variazione per due posizioni del cursore di R_1 — la prima alla metà della corsa e la seconda all'estremità.

Per un motivo analogo il potenziometro R_2 produce un rinforzo dei bassi. L'induttanza di 1 H inserita nel circuito correttore dà una impedenza di 3.550 Ω a 500 Hz e di 1.310 Ω a 50 Hz. La figura 91 illustra la variazione d'impedenza del circuito in funzione della frequenza per due posizioni del cursore di R_2. Con R_2 al minimo l'impedenza è costante.

La frequenza di risonanza dell'induttanza e del condensatore è di 723 Hz. Nessuna punta della curva di risposta viene però rilevata a questa frequenza,

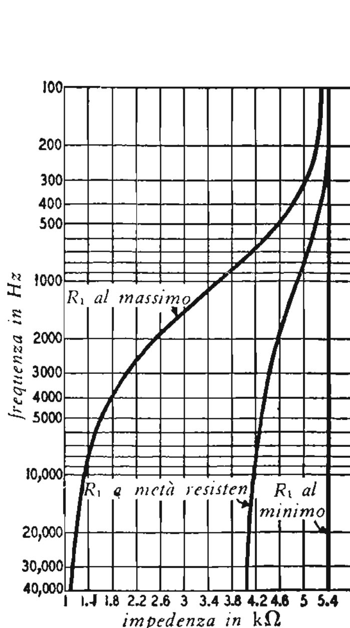


FIG. 90. - *Variazione d'impedenza del correttore d'alti per tre valori diversi di R_1, con il correttore dei bassi al minimo.*

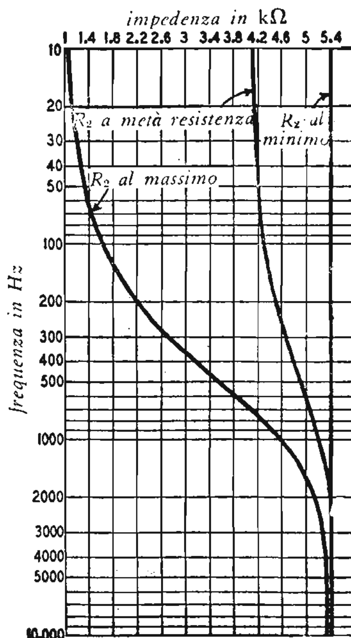


FIG. 91. - *Variazioni d'impedenza del correttore di bassi per tre valori diversi di R_2, con il correttore d'alti al minimo.*

anche se la posizione dei due potenziometri è al massimo, a causa dello smorzamento apportato dalle resistenze parallele R_1 e R_2.

Benchè semplice questo circuito di controllo del tono è estremamente soddisfacente. La tabella seguente indica l'aumento ottenuto sui bassi e sugli alti.

Un nuovo sfasatore.

I due stadi seguenti devono essere esaminati assieme. Il primo è costituito da un tubo 6SJ7, e produce una notevole amplificazione. Il funzionamento sarà più facilmente compreso con lo studio preliminare dello sfasatore ca-

todo-fallower convenzionale preceduto da un pentodo, la cui amplificazione è determinata dai valori di carico e della tensione d'alimentazione anodica.

L'impedenza d'entrata di uno stadio catodo-follower è approssimativamente dieci volte superiore alla resistenza di griglia. Nel montaggio della figura 92, questa impedenza è di circa 2,5 M Ω per cui l'impedenza d'entrata dello sfasatore non influisce sul guadagno del pentodo. Se la tensione ano-

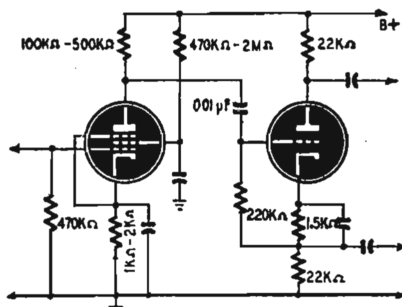


FIG. 92. - *Sfasatore catodico classico preceduto da un pentodo.*

dica è sufficiente, il carico può essere costituito dà una resistenza di placca di 500.000 Ω che con un 6SJ7 alimentato a 300 V da una amplificazione di 250. Poichè l'amplificazione apportata dallo sfasatore è di circa 0,9, l'amplificacazione finale è dell'ordine di 225.

TABELLA DI RISPOSTA

Frequenze (Hz)	Minimo alti Minimo bassi (risposta) (dB)	Massimo alti Minimo bassi (dB)	Minimo alti Massimo bassi (dB)
40	— 0,5	0	+ 10,2
100	0	+ 0,1	+ 8,6
200	0	+ 0,3	+ 6,6
400	0	+ 0,8	+ 4,2
1.000	0	+ 3,2	+ 1,3
2.000	0	+ 5,7	+ 0,4
4.000	0	+ 8	+ 0,1
10.000	0	+ 9,9	0
15.000	+ 1,0	+ 11,3	+ 1,0
20.000	0	+ 10,6	0
40.000	— 0,7	+ 10,3	— 0,7

Lo sfasatore della figura 92 può essere differentemente rappresentato come indica la figura 93, nella quale C_1 e C_2 hanno una reattanza trascurabile alle più basse frequenze da amplificare. L'impedenza catodo-griglia è in questo caso di 150.000 Ω, (R_1 è in parallelo con la resistenza di griglia) per cui l'impedenza d'entrata di questo catodo-follower è approssimativamente di 1,5 MΩ ossia 10 volte 150.000 Ω. Se l'estremità di R_1 dal lato della griglia viene

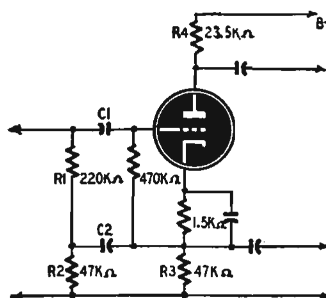


FIG. 93. - *Variante dello sfasatore della figura 92. L'amplificazione ottenuta è superiore.*

collegata all'anodo del pentodo precedente, ed il lato massa di R_2 viene collegato al lato positivo dell'alimentazione anodica, le condizioni di lavoro dello sfasatore, per quanto riguarda la corrente alternata, non risultano modificate e tutto si svolge come se l'impedenza d'entrata di 1,5 MΩ costituisse il carico anodico. Il valore dell'amplificazione aumenta a circa 1.000. Lo squi-

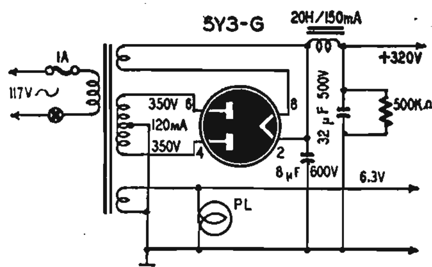


FIG. 94. - *Alimentazione dell'amplificatore.*

librio è trascurabile se $R_2 = R_3 = 2\,R_4$. Considerando le figure 89 e 93 si constaterà facilmente che questo è il principio sfruttato nell'amplificatore. Nella costruzione si potranno usare parecchi metodi per ottenere la corretta resistenza. Un sistema facile consiste nell'uso di due resistenze di 47.000 Ω in parallelo con R_4.

Stadio d'uscita ed alimentazione anodica.

Lo stadio d'uscita è convenzionale. Due resistenze di debole valore (56 Ω) sono intercalate nell'alimentazione degli schermi dei 6L6 per eliminare le eventuali oscillazioni parassite e limitare la dissipazione di questi schermi. Una considerevole controreazione (circa 20 dB) viene introdotta nel catodo del secondo 6SJ7 dall'avvolgimento secondario del trasformatore d'uscita. Un accurato disaccoppiamento previene una eventuale reazione per l'alimentazione. A causa dell'elevato guadagno l'amplificatore è molto sensibile ai rumori microfonici che possono essere generati dal tubo d'entrata per cui è indispensabile montare questo tubo su un supporto elastico.

L'alimentazione è classica (Fig. 94). Una fotografia dell'alimentazione è mostrata in figura 95. Il trasformatore fornisce 350-0-350 V al raddrizzatore

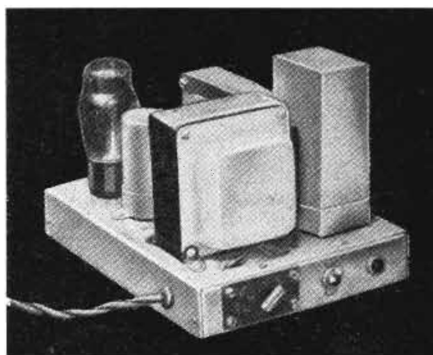


Fig. 95. - *Realizzazione dell'alimentazione su un telaio separato.*

5Y3G ed una resistenza di dispersione di 0,5 MΩ-1 W collegata all'uscita del filtro permette di scaricare il condensatore elettrolitico dopo l'utilizzazione. Come indica il circuito della figura 89 è stato previsto un indicatore di livello d'uscita, costituito da un tubo al neon in serie con una resistenza limitatrice collegata al primario del trasformatore d'uscita. La resistenza deve essere regolata per permettere l'illuminazione totale del tubo al massimo di potenza (30 W).

Costruzione.

Per il lettore che volesse intraprendere una simile costruzione diamo le seguenti indicazioni.

I due telai sono costruiti in lamiera d'alluminio di 15/10 mm e misurano rispettivamente 38 × 18 × 8 cm e 20 × 16 × 4 cm. La superficie inclinata sul lato anteriore dell'amplificatore comprende i sei comandi ed i quattro

jack d'entrata che sono posti sotto i rispettivi potenziometri di regolazione. permettendo un cablaggio netto e spazioso (vedi fig. 96). Le tensioni d'alimentazione sono portate all'amplificatore con un cordone a quattro fili equipaggiato da una presa femmina a quattro terminali. I due terminali posti sul retro dello chassis devono essere collegati all'altoparlante.

Benchè la disposizione degli elementi non sia molto critica, devono essere prese alcune precauzioni per mantenere il ronzio al più basso livello possibile a causa del guadagno elevato. Un buon procedimento consiste nel riunire tutti i collegamenti di massa su una barretta stagnata di grande sezione messa a massa in un unico punto del telaio, preferibilmente all'entrata, dove il livello del segnale è debole. Il circuito di riscaldamento deve essere fatto con filo intrecciato, e la presa centrale dell'avvolgimento naturalmente messa

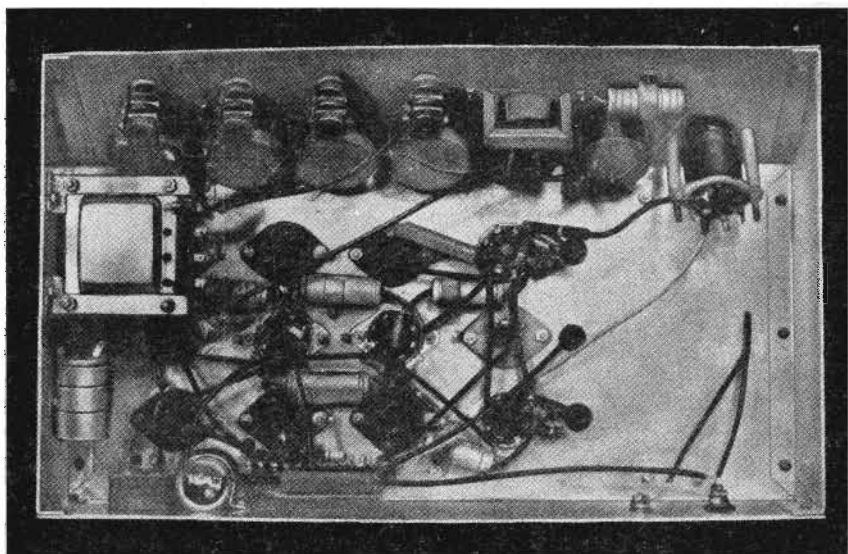


Fig. 96. - *La disposizione simmetrica nel telaio dà all'insieme un aspetto molto ordinato.*

a massa. (Soluzione migliore di quella indicata nello schema, dove è messo a massa un lato dell'avvolgimento 6,3 V).

Le resistenze ed i condensatori sono tarati al 20 %. La resistenza di polarizzazione di 250 Ω-5 W comune ai 6L6, basta per correggere le variazioni dei valori che possono sopravvenire nello stadio sfasatore.

Il carico di 23.500 Ω è costituito da una resistenza di 22.000 Ω in serie con una resistenza di 1.500 Ω. I due condensatori elettrolitici di 50 μF sono isolati dalla massa. Tutti i condensatori di accoppiamento, di disaccoppiamento o di livellamento sono di 500 V, valore richiesto dall'alimentazione anodica.

Capitolo 17

Amplificatore ad accoppiamento catodico

Benchè questo amplificatore si stacchi dai tipi convenzionali, non è più complicato o più delicato da mettere a punto di qualsiasi altra realizzazione classica.

La sua curva di risposta esaminata con un generatore Hewlett-Packard è lineare a 1,5 dB fra 20 e 20.000 Hz, a condizione che il trasformatore d'uscita sia di eccellente qualità.

La figura 97 dà una veduta d'insieme e la figura 98 lo schema dell'amplificatore.

Fatta eccezione per i tubi d'uscita, tutti i tubi sono della serie miniatura. Lo stadio sfasatore costituito da un doppio triodo 6J6 è ad accoppiamento catodico e non necessita di resistenze selezionate. L'unico trasformatore presente nell'amplificatore è quello d'uscita. Due 6C4 montati in catodo-follower a bassa impedenza comandano i tubi d'uscita permettendo un bilanciamento perfetto dello stadio finale.

I 6AG5 sono montati in triodo, per cui l'amplificatore risulta costituito completamente da triodi. Cosa che non mancherà di rallegrare i più accaniti sostenitori di questi tubi.

Il primo stadio 6J6 è uno stadio preamplificatore che comanda lo sfasatore e rinforza il livello dei bassi. I calcoli per questo tipo di stadi sono piuttosto complicati, ma i valori indicati qui assicurano buoni risultati. Il secondo 6J6 costituisce lo stadio sfasatore ad accoppiamento catodico.

La griglia del primo triodo è comandata dal segnale, mentre la seconda è a potenziale di massa. I catodi, essendo uniti, lavorano in comune. Gli anodi variano con il segnale d'entrata, ed il segnale d'uscita è sfasato di 180°. Poichè il 6J6 è un triodo ad alta amplificazione, sono necessari una buona stabilità ed un debole livello di ronzio; il tubo sfasatore deve essere protetto con una schermatura a molla onde ridurre l'effetto microfonico. Sarà bene tenere distanziati i circuiti a corrente alternata per mantenere basso il rumore del pick-up. Con queste precauzioni il 6J6 darà buone prestazioni.

Lo stadio successivo è costituito da due pentodi 6AG5, collegati in triodi, che alimentano i 6C4 montati in catodo-follower.

La polarizzazione dei tubi d'uscita è ottenuta mediante il carico catodico dei 6C4, regolato al valore adatto per procurare un bilanciamento corretto.

Nello stadio finale i 6B4-G possono essere vantaggiosamente sostituiti con 6A5-G a riscaldamento indiretto, meno sensibili al ronzio. Può essere usata la polarizzazione automatica con resistenza di catodo, ma la polarizzazione fissa, che non varia con l'ampiezza del segnale, permette una potenza d'uscita superiore. Questa tensione di polarizzazione può essere stabilizzata da un tubo regolatore 0D3.

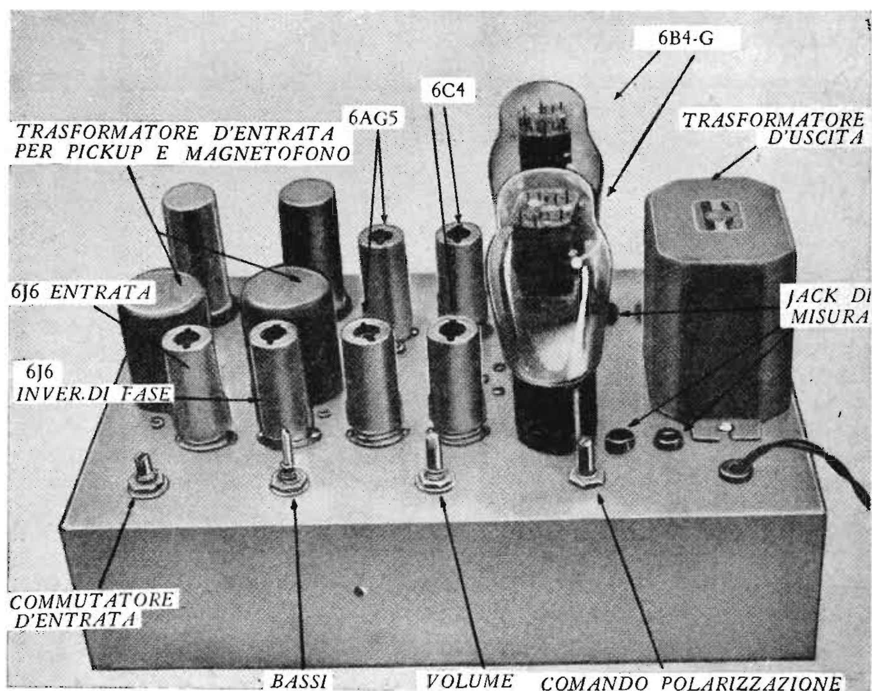


FIG. 97. - *Fotografia dell'amplificatore. I due trasformatori d'entrata a sinistra sono per un registratore magnetico ed un pick-up, a bassa impedenza; nello schema non sono rappresentati.*

La scelta del trasformatore d'uscita dipende essenzialmente da considerazioni economiche; se si desidera ottenere il massimo delle prestazioni dall'amplificatore, si deve usare un trasformatore di eccellente qualità, la cui impedenza al primario deve essere di 3.000 Ω.

Cablare le connessioni percorse da tensioni alternate il più vicino possibile al telaio, in modo che non si formino accoppiamenti con la massa. Una presa di massa unica con terminale isolato è da preferirsi alle prese multiple.

Benchè nella realizzazione siano stati utilizzati telai separati per l'amplificazione e l'alimentazione, può bastare un solo telaio, a condizione che si allontani dall'entrata il trasformatore di alimentazione.

Materiale per l'amplificatore.

Resistenze:

2 × 100 Ω, 1 × 680 Ω, 1 × 2.200 Ω, 2 × 9.100 Ω, 4 × 47.000 Ω 2 × 56.000 Ω, 1 × 62.000 Ω, 4 × 100.000 Ω; 5 × 1 MΩ - 1 W; 2 × 5.000 Ω, 1 × 50.000 Ω, 1 × 1 MΩ potenziometri; 1 × 5.000 Ω - 25 W; 1 × 50.000 Ω - 50 W.

Condensatori:

Carta: 2 × 0,1 μF - 400 V; 1 × 4 μF - 600 V; 1 × 0,02 μF; 5 × 0,1 μF in bagno d'olio.

Elettrolitici 2 × 8 μF; 5 × 16 μF - 450 V; 1 × 100 μF - 50 V.

Materiale vario:

Trasformatori di potenza ad avvolgimenti 1 × 350-0-350 V - 90 mA, 1 × 350-0-350 V - 120 mA. — Induttanze: 2×10 H - 110 mA, 2 × 15 H, 75 mA. 1 trasformatore d'uscita, primario 3.000 Ω. — Tubi: 2 × 6J6, 2 × 6AG5, 2 × 6B4-G o 6A5-G, 2 × 5Y3-GT, 1 × 0D3 e relativi supporti. — 2 portafusibili e fusibili da 1 A, telai, fili, interruttori, viti.

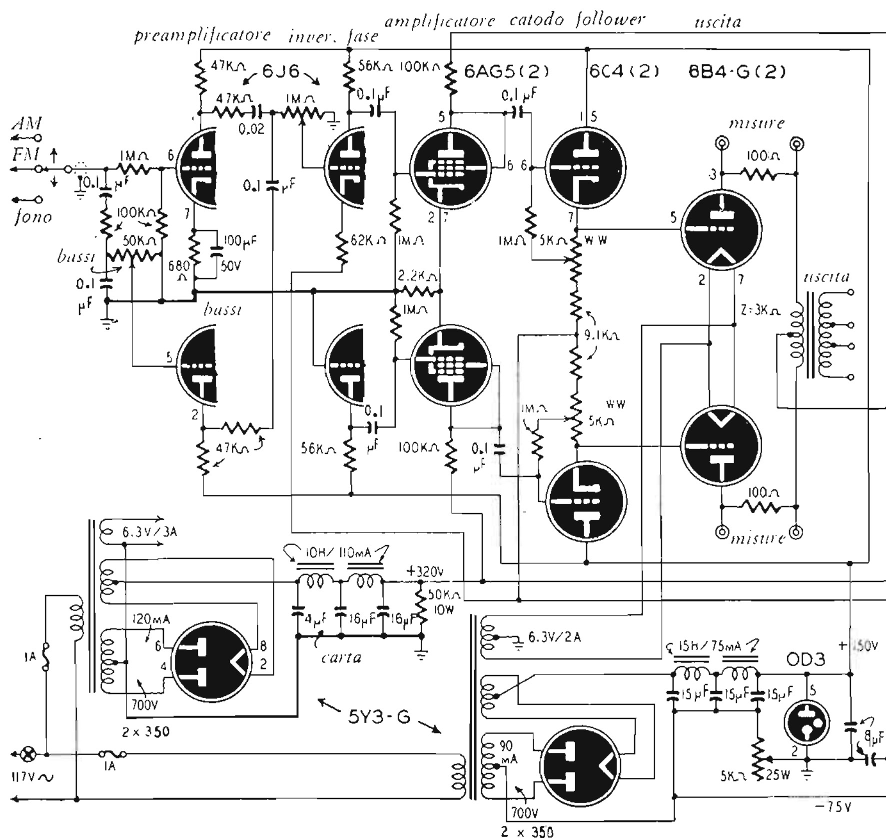


FIG. 98. - *Schema di un amplificatore di potenza a triodi.*

Capitolo 18

Distorsiometri

Una delle principali qualità che deve possedere un amplificatore è la fedeltà nell'amplificazione di impulsi BF. Solo la misura della distorsione può stabilire quantitativamente il grado di fedeltà.

Le prove di distorsione permettono di controllare l'azione dei diversi circuiti sulla riproduzione e sono molto utili anche per il servizio tecnico di manutenzione e di revisione periodica, permettendo di rilevare piccole distorsioni non percepibili dall'orecchio.

Numerosi amatori e tecnici costruttori o riparatori si servono delle misure di distorsione per uno specifico ed accurato controllo delle prestazioni degli amplificatori.

Metodi di prova.

Un milliamperometro montato in serie nel circuito anodico del tubo da controllare può essere considerato il distorsiometro più semplice. Teoricamente la corrente anodica media di un amplificatore classe A non dovrebbe variare. Tuttavia in pratica l'indice dell'apparecchio di misura devia in più o in meno attorno ad un valore medio. Variazioni superiori al 10 % sono indice di una amplificazione asimmetrica che provoca una distorsione. La corrente anodica nel distorsiometro indica solo che vi è distorsione. Rimane il problema di come porvi rimedio.

Il principio degli analizzatori moderni di distorsione è semplice. All'amplificatore in prova viene applicato un segnale fornito da un generatore ed il segnale d'uscita di questo amplificatore è portato sul distorsiometro. Qui risulterà la frequenza fondamentale dell'oscillatore più le armoniche di distorsione (di frequenza multipla, o sottomultipla) apportate dall'amplificatore.

La tensione d'uscita viene regolata sino a raggiungere un determinato livello, indicato dal voltmetro elettronico che equipaggia il distorsiometro. Questa prima operazione costituisce la « taratura ».

In seguito viene eliminata la frequenza fondamentale, per cui non restano che le armoniche del segnale: l'ampiezza totale di quest'ultime può essere

letta direttamente sul voltmetro a valvola, come percentuale del segnale totale d'uscita.

In misure di questo genere è necessario un corretto adattamento d'impedenza fra tutti gli elementi di misura, per ottenere una precisione elevata.

La parte principale del distorsiometro è il circuito utilizzato per eliminare la frequenza fondamentale consentendo il passaggio delle armoniche da misurare. Uno dei montaggi più usati è il circuito a ponte, la cui efficacia elevata richiede però elementi accuratamente calcolati e costosi; inoltre le regolazioni d'equilibrio sono delicate. Un altro montaggio è il filtro a **T** o T a ponte, che necessita egualmente di un bilanciamento preciso e di un dispositivo di commutazione per ciascuna gamma di frequenze, poichè un dato gruppo di componenti dei filtri a coefficienti di sovratensione elevato, non è efficace che in una banda di frequenze piuttosto ristretta.

Fra tutti i metodi di misura il più rapido ed il più apprezzato è quello che indica la *distorsione totale*. Il tecnico generalmente non ha bisogno di conoscere quali sono le proporzioni delle differenti armoniche (ad esempio

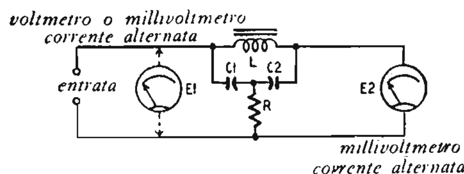


FIG. 99. - *Distorsiometro a T.*

della seconda, della terza, della quarta, ecc.), ma si pone una sola domanda: « Qual'è il grado di distorsione? ». Inoltre, raramente avrebbe il tempo di controllare ogni singola armonica ed estrarre la radice quadrata della somma dei quadrati, ripetendo l'operazione dopo ogni regolazione dell'amplificatore.

Un circuito frequentemente usato per le misure di distorsione è rappresentato in fig. 99. Si tratta di un filtro T a ponte che costituisce l'anima di uno dei distorsiometri descritti in questo capitolo, i cui elementi (L, C_1, C_2 e R) sono selezionati per permettere uno zero assoluto alla frequenza di prova. La resistenza R è variabile e preregolata per lo zero. Quando Q, il coefficiente di sovratensione del circuito è sufficientemente elevato, la frequenza fondamentale è totalmente eliminata, e solo la tensione totale delle armoniche (E_2) è misurabile al millivoltmetro di destra.

L'entrata dell'amplificatore da provare va collegata ad un generatore a debole distorsione, e l'uscita va collegata ai terminali d'entrata del filtro. (Fig. 99).

Il voltmetro collegato inizialmente a sinistra (linee tratteggiate) misura la tensione d'uscita (E_1) dell'amplificatore. Questa tensione comprende la fondamentale e le armoniche del segnale. Collegando il voltmetro all'uscita del filtro si legge la tensione (E_2) dovuta alle armoniche. La distorsione è data dal rapporto E_2/E_1, ed in percentuale si ha: d_t (distorsione totale) $= 100$ (E_2/E_1).

Se la tensione E_1 è, come nella maggioranza dei casi, regolata ad un determinato valore di riferimento, il millivoltmetro di uscita può essere graduato direttamente in percentuale di distorsione onde eliminare qualsiasi calcolo.

Apparecchio completo.

Alcuni amatori e professionisti hanno già impiegato questo metodo di misura della distorsione usando apparecchi di loro costruzione, riscontrando tuttavia parecchi inconvenienti: (1) Il voltmetro deve permettere la misura di tensioni molto deboli all'uscita del filtro a T. Si tratta nella maggior parte dei casi di qualche millivolt, che non possono essere letti sulle scale di voltmetri a valvola ordinari. Se per esempio l'amplificatore fornisce un livello d'uscita di 1 V con un grado di distorsione dell'1 %, bisogna poter misurare 10 mV (0,01 V) all'uscita del filtro. (2) L'avvolgimento L (fig. 99) deve avere un coefficiente di sovratensione notevolmente superiore a quello della maggior parte degli avvolgimenti abituali, poichè se la sovratensione del filtro a T non è

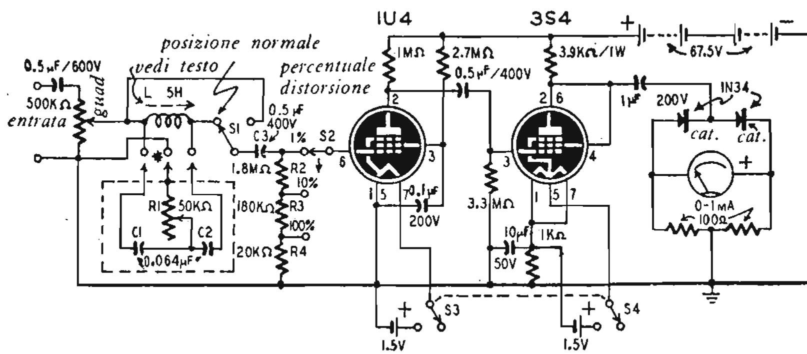


FIG. 100. - *Distorsiometro sensibile a debole ronzio, che permette l'eliminazione completa della fondamentale per diverse frequenze.*

sufficientemente elevata, le armoniche vengono attenuate e l'apparecchio di misura fornisce indicazioni inferiori alla realtà. (3) Scomodità di cambio della gamma di misura. (4) Un errore importante può essere apportato dal ronzio dell'alimentazione captato dall'induttanza del ponte.

Il distorsiometro illustrato in figura 100 evita tutti questi inconvenienti: (1) Viene usato un millivoltmetro elettronico sensibile che non necessita di regolamento a zero. Lo strumento indicatore, relativamente economico, è un milliamperometro ordinario di 0-1 mA (graduato linearmente in percentuale di distorsione dell'1, 10 e 100 % per la deviazione totale dell'indice) e 10 mV all'uscita del filtro a T sono sufficienti a produrre la deviazione massima dell'apparecchio di misura nella posizione 1 % del commutatore (S_2 in figura 100). (2) Il ronzio viene eliminato completamente poichè l'alimentazione è assicurata da pile. Il consumo ridotto assicura a queste pile una lunga durata. Esse assicurano inoltre il completo isolamento. (3) L è una induttanza

speciale (di 5 H) a coefficiente di sovratensione elevato, e induttanza variabile. (4) La frequenza di prova può essere regolata a volontà mediante il complesso mobile a spina C_1, C_2 e R_1. I valori di C_1, C_2 e R_1 indicati in figura 100 sono adatti per una frequenza di 400 Hz, che è la frequenza riscontrata nella maggioranza dei generatori. La tabella dà i valori dei condensatori e delle resistenze per la maggior parte delle frequenze di prova comprese fra 50 e 5000 Hz. Si ha poco interesse ad effettuare misure a frequenze

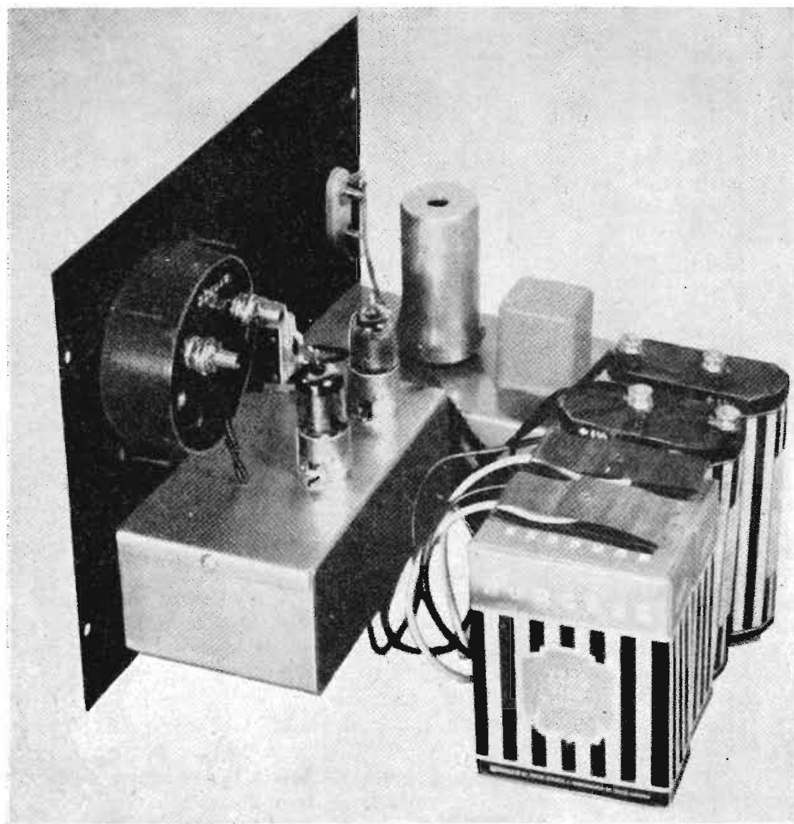


FIG. 101. - *Veduta posteriore del distorsiometro.*

superiori a 5.000 Hz, poichè le armoniche delle frequenze elevate cadono al di fuori delle audiofrequenze. In generale tre frequenze di prova, scelte rispettivamente nelle gamme basse, medie ed elevate dello spettro udibile, sono sufficienti (50, 1.000 e 5.000 Hz, ad sempio) e danno un'idea abbastanza precisa del comportamento dell'amplificatore. A puro titolo di semplicità e per ridurre le dimensioni, si è giudicato preferibile ricorrere ad un com-

plesso mobile di condensatori e resistenze, ma nulla impedisce l'utilizzazione di un contattore, includendo tutti i componenti per dieci o più frequenze nello strumento stesso.

COMPONENTI DEL COMPLESSO MOBILE A SPINA.

Frequenza di prova (Hz)	Condensatore C_1 - C_2 (ciascuno μF)	Potenziometro R_1 (Ω)
50	4	10.000
100	1	10.000
200	0,250	50.000
300	0,11	50.000
400	0,064	50.000
500	0,04	100.000
600	0,028	100.000
700	0,020	100.000
800	0,016	100.000
900	0,0125	100.000
1.000	0,010	500.000
2.000	0,0025	500.000
3.000	0,0011	500.000
4.000	0,00064	2.000.000
5.000	0,00040	2.000.000

La regolazione della tensione d'entrata permette di portare il voltmetro al livello di riferimento (100 %) quando l'apparecchio è commutato per leggere questa tensione. Il contattore S_1 di modello a ritorno automatico, abitualmente fermo nella posizione indicata, collega il voltmetro all'uscita del filtro a T. Inizialmente questo contattore è portato a destra per permettere il collegamento con l'entrata e la taratura del livello di riferimento.

Il commutatore S_2 permette di inserire una delle tre gamme 0-100 %, 0-10 % e 0-1 % per la deviazione totale dell'indice. Nella posizione 100 %, questa deviazione corrisponde ad 1 V, per il 10 % a 0,1 V e per l'1 % a 0,01 V.

Il millivoltmetro è semplicemente costituito da un pentodo 1U4 ad amplificazione elevata, accoppiato a resistenza con l'amplificatore finale 3S4. Il raddrizzamento delle tensioni alternate è effettuato dal ponte costituito da due diodi al germanio 1N34 e da due resistenze di 100 Ω.

Se si incontrassero difficoltà nel procurare due 1N34 di caratteristiche molto simili, si potranno sostituire con un doppio diodo 1N35. Le resistenze di 100 Ω dovranno avere una tolleranza d'almeno l'1 %.

Poiché il 3S4 deve essere polarizzato dal catodo, e il polo negativo della pila di riscaldamento non è a potenziale di massa, è necessaria una pila separata per lo stadio d'uscita.

L'interruttore alta tensione non è obbligatorio poichè la pila di 67,5 V non fornisce nessuna corrente quando i filamenti non sono accesi.

Costruzione.

Le fotografie delle figure 101 e 102 mostrano il distorsiometro nel suo insieme.

L'apparecchio è contenuto in una cassetta metallica di 25 × 18 × 20 cm.

Il filtro di accordo e l'amplificatore del millivoltmetro sono montati in due telai separati. Il telaio dell'amplificatore misura 13 × 8 × 5 cm e quello del filtro 14 × 8 × 3. Entrambi i telai sono completamente chiusi ed assicurano una schermatura perfetta.

Davanti all'induttanza schermata L trova posto la cassetta a spina che racchiude i condensatori C_1 e C_2 ed il potenziometro R_1. Quest'ultimo deve avere un'asse sagomata che permetta la sua regolazione attraverso il foro superiore della schermatura.

Le pile d'alimentazione sono dietro, facilmente accessibili. In posizione verticale occupano uno spazio simile al telaio dell'amplificatore (vedi fig. 101). I fili d'alimentazione sono saldati ai terminali di contatto e schermati.

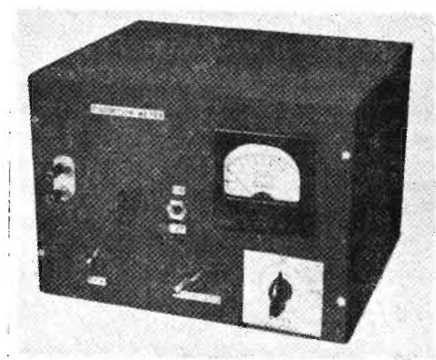


Fig. 102. - *Veduta d'insieme del distorsiometro.*

Realizzare connessioni molto corte e prendere le resistenze R_2, R_3 e R_4 di valore il più vicino possibile a quello dello schema (non più dell'1 % di tolleranza). Anche i condensatori C_1 e C_2 dovranno essere accuratamente appaiati, e di capacità molto vicine alle cifre specificate nella tabella. Alcuni valori che figurano in questa tabella non sono usuali, ma possono essere ottenuti facilmente collegando in serie o in parallelo condensatori di valori più correnti. (Ad esempio, la capacità di 0,028 μF necessaria per la frequenza di 600 Hz può essere ottenuta con condensatori di 0,02 e 0,008 μF in parallelo. Tutti questi condensatori devono evidentemente essere di alta qualità per assicurare un elevato coefficiente di sovratensione nel filtro (mica o polistirolo).

Per i valori elevati, i condensatori a carta metallizzata assicurano un ingombro estremamente ridotto.

Messa a punto iniziale.

Se l'apparecchio è stato correttamente cablato e se gli elementi che entrano nella sua composizione sono di buona qualità il millivoltmetro amplificatore non ha bisogno di nessuna regolazione. Desiderandolo, questo apparecchio può tuttavia essere controllato per verificare la sua linearità e la sua taratura. A questo scopo deconnettere provvisoriamente C_8 da S_1 ed introdurre fra questo condensatore e la massa una tensione di valore esattamente conosciuto (preferibilmente fornita da un generatore a 1.000 Hz). Con la posizione 1 % del commutatore S_2, la deviazione totale dell'apparecchio di misura dovrebbe essere ottenuta per un livello d'entrata inferiore a 10 mV; questa cifra non ha però nulla d'assoluto. L'importante è ottenere una lettura che sia divisibile esattamente per 10 o 100 per le posizioni successive del commutatore S_2.

Si regola quindi il filtro per la rispettiva frequenza.

Consideriamo a titolo d'esempio una frequenza di 400 Hz: (1) Mettere il distorsiometro sotto tensione almeno cinque minuti prima della prova. (2) Collegare all'entrata del distorsiometro l'uscita del generatore regolato su 400 Hz. (3) Inserire il filtro di 400 Hz sull'apparecchio. (4) Porre il commutatore S_2 sulla posizione 100 % e regolare il potenziometro di 500.000 Ω sino ad ottenere una deviazione leggibile dell'apparecchio di misura. (5) Regolare il potenziometro R_1 del filtro per ottenere il minimo di deviazione del voltmetro. (6) Agire sul nucleo adattabile dell'induttanza L per migliorare la suddetta regolazione. (7) Non ritoccare il comando di R_1 salvo che per una verifica periodica e neppure il nucleo regolabile di L. (8) Successivamente inserire gli altri filtri e regolare le loro frequenze secondo il medesimo procedimento unicamente a mezzo dei rispettivi potenziometri R_1.

Utilizzazione dell'apparecchio.

Controllo della distorsione del generatore.

Dopo un periodo di 5 minuti per il preriscaldamento di entrambi gli apparecchi collegare il generatore al distorsiometro e portare il livello d'uscita del generatore al valore desiderato. (1) Porre il commutatore S_2 sulla posizione 100 %. (2) Inserire il filtro corrispondente alla frequenza sulla quale è regolato il generatore. (3) Mettere il commutatore S_1 sulla posizione entrata (a destra) e regolare il guadagno dell'apparecchio per ottenere la deviazione completa dell'indice dello strumento di misura. (4) Riportare S_1 sulla sua posizione normale (uscita). (5) Porre il commutatore S_2 su una delle gamme, onde ottenere una indicazione leggibile. La lettura sull'apparecchio di misura corrisponde al grado di distorsione del generatore. (6) Ritoccare leggermente la frequenza del generatore per tentare di ridurre la lettura. (7) Ripetere questa prova per parecchie posizioni di controllo del livello di uscita del generatore, poichè la distorsione varia sovente in funzione della tensione di uscita dello stesso.

Controllo della distorsione di un amplificatore.

La misura è molto simile a quella praticata per il controllo della distorsione di un oscillatore. Tuttavia un punto importante da non trascurare è la

misura preliminare della distorsione del generatore che alimenta l'amplificatore. Questo valore dovrà essere sottratto dal risultato finale ottenuto. Per misurare l'effettiva distorsione totale d'un amplificatore, è preferibile collegare il distorsiometro ai terminali della bobina mobile dell'altoparlante (se ne sopportate il rumore), poichè quest'ultimo costituisce il carico normale dell'amplificatore. Se però si desidera lavorare con calma e in silenzio, si può sostituire temporaneamente l'altoparlante con una resistenza di valore identico e di potenza uguale al doppio della potenza di uscita dell'amplificatore.

Per misurare la distorsione dell'amplificatore: (1) Collegare un generatore a debole distorsione (questa deve essere preliminarmente misurata per ciascuna delle frequenze di prova) all'entrata dell'amplificatore. (2) Collegare l'uscita dell'amplificatore al distorsiometro. (3) Attendere il tempo necessario per il preriscaldamento del generatore, dell'amplificatore e del distorsiometro. (4) Inserire sul distorsiometro il filtro corrispondente alla prima frequenza di prova; (5) Portare il generatore sulla medesima frequenza. (6) Mettere il commutatore S_2 sulla posizione 100 %. (7) Porre il commutatore S_1 a destra, sulla posizione « entrata »; regolare il guadagno dell'amplificatore al valore desiderato e quello del distorsiometro per provocare la massima deviazione dell'indice dell'apparecchio di misura. (8) Riportare S_1 nella sua posizione normale (uscita) e portare S_2 sulle altre posizioni sino ad ottenere una indicazione leggibile. (9) Ritoccare leggermente la frequenza del generatore, per avere il minimo di lettura. (10) Leggere la percentuale di distorsione indicata. (11) Sottrarre da questa lettura la distorsione propria del generatore, determinata in precedenza. (12) Ripetere questa prova per parecchie frequenze e per diversi valori di guadagno dell'amplificatore.

Nota particolare per le deboli tensioni di prova.

Quando l'oscillatore o l'amplificatore in prova fornisce una tensione di 1 V o più, il distorsiometro può essere regolato inizialmente sulla posizione 100 %. In queste condizioni, 1 % di distorsione provoca la deviazione totale dell'indice dell'apparecchio di misura, quando la gamma inserita è al suo 1 %. Sulla medesima gamma, la prima grande divisione della scala (0,1 mA) indica una distorsione dello 0,1 % e la prima piccola divisione 0,02 %.

Se la tensione di prova è inferiore a 1 V, ma tuttavia di valore sufficiente a provocare la piena deviazione dell'indice per la posizione 10 % di S_2, il 10 % di distorsione è indicato dalla deviazione completa. Quando la tensione di prova è troppo bassa per permettere la deviazione totale dell'indice, dividere la distorsione finale indicata per la prima distorsione indicata. Ad esempio, se la lettura iniziale è del 50 %, col commutatore S_2 posto sul 100 %, e la distorsione finale misurata è dello 0,5 % per la posizione 1 % di S_2, la distorsione reale è di 0,5 diviso 50 = 1 %.

Un nuovo sistema.

In base ai principi di realizzazione dei distorsiometri più comunemente usati è stato possibile concepire un apparecchio di tipo diverso studiato nei laboratori elettronici dell'Università di Wyoming. È economico, di facile uso e preciso a ± 2 %. Inoltre può essere usato con un oscillatore o generatore di qualità più scadente, senza pregiudicare la precisione della misura.

Questo nuovo apparecchio elimina la fondamentale sfasando il segnale di 180° e mettendolo in opposizione al segnale originale.

Applicando sul medesimo circuito due segnali sinoidali di frequenza uguale possono conseguire parecchi risultati differenti. Se i due segnali sono *in fase* (nella medesima posizione nei rispettivi cicli ad ogni istante), si sommano, e la tensione risultante avrà valore corrispondente alla somma delle rispettive tensioni. Se questi segnali sono esattamente in opposizione di polarità (*180° fuori fase*), le loro ampiezze si sottraggono, e se sono di eguale ampiezza si annullano vicendevolmente. Questo è il principio del nuovo metodo: *Se il segnale d'uscita di un amplificatore contenente la fondamentale e le armoniche create da questo amplificatore, viene opposto con uno sfasamento esatto di 180° al segnale fondamentale fornito dal generatore, il segnale risultante sarà costituito solo dalle armoniche.*

Lo stenogramma della figura 103 rappresenta il principio dell'apparecchio. L'uscita del generatore è collegata all'entrata dell'amplificatore. Una rete di sfasamento fa « ponte » all'uscita del generatore. (Il termine « *far ponte* » o « *ponteggio* » non deve essere confuso con « *circuito a ponte* ». « *Far*

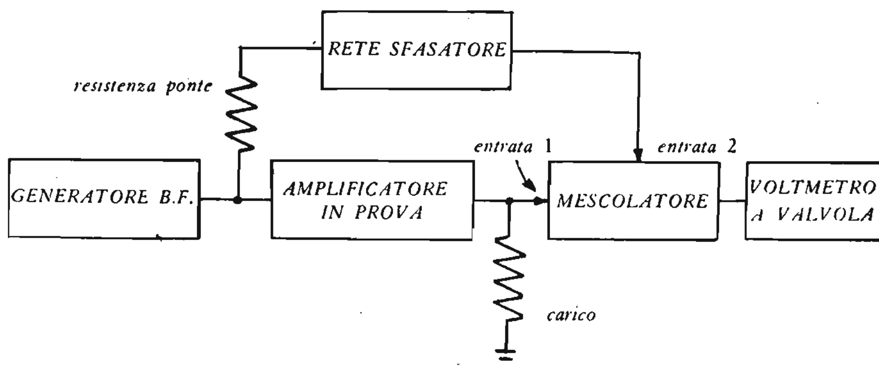


Fig. 103. - *Stenogramma del metodo semplificato per la misura della distorsione armonica.*

ponte » è un termine frequentemente usato in telefonia e in radiodiffusione per definire il collegamento di un'alta impedenza ai terminali di un circuito a bassa impedenza. Indicatori di potenza sonora ed altri dispositivi di controllo fanno ponte su linee standard di 600 Ω mediante serie di forti resistenze per ridurre l'effetto di carico ed ottenere un alto grado di isolamento. Il voltmetro a valvola è un esempio fra i più comuni di tale dispositivo. L'adattamento di impedenza fra il generatore e l'amplificatore non viene influenzato dalla presenza del ponte sfasatore, poichè l'ampiezza del segnale prelevato è minima.

L'uscita dell'amplificatore è collegata al suo carico normale e la tensione ai terminali del carico è applicata ad una entrata del mescolatore. L'uscita del circuito sfasatore è collegata all'altra entrata del mescolatore.

Relazioni di fase dell'amplificatore.

In uno stadio amplificatore *ideale* con un carico resistivo, le tensioni di griglia e di placca sono sfasate esattamente di 180°; in pratica queste condizioni non sono mai soddisfatte in pieno. Le capacità parassite ed i trasformatori di accoppiamento perturbano il funzionamento. In un amplificatore a parecchi stadi, può risultare uno sfasamento diverso in ogni stadio, ed inoltre questi sfasamenti possono variare in funzione della frequenza. In ogni caso lo sfasamento di uno stadio non può variare oltre i 90° in più o in meno del valore ideale di 180°. Per conseguenza, un amplificatore che abbia un numero pari di stadi presenta un angolo di sfasamento ideale di 360°, che in realtà può variare fra un minimo di 180° ed un massimo di 540°. Egualmente un amplificatore che abbia un numero dispari di stadi presenterà uno sfasamento ideale di 180°, valore che in pratica potrà essere compreso fra un minimo di 90° e un massimo di 270°.

Il circuito di sfasamento dello strumento studiato ha due funzioni: (1) Assicura uno sfasamento totale di 180° tanto per gli amplificatori a numero di stadi pari che dispari. (2) L'angolo di sfasamento può variare approssimativamente di $\pm$ 90° per rispondere alle condizioni di funzionamento pratiche di un amplificatore.

Il circuito del distorsiometro.

Lo schema di principio del circuito sfasatore dell'apparecchio è dato in figura 104. Questo circuito è stato estratto da apparecchi elettronici industriali. (Il volume « Westinghouse Industrial Electronics Book » spiega questo circuito nei minimi dettagli. Il volume è disponibile in Italia presso Biblioteche o può essere procurato da librerie specializzate). L'inversione del senso di fase è ottenuta con l'inversore bipolare S e la regolazione precisa mediante R.

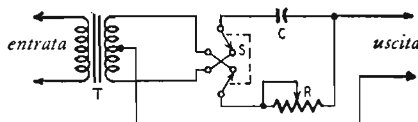


FIG. 104. - *Circuito di base dello sfasatore.*

Lo schema completo dell'apparecchio è quello della figura 105. T_1 è un trasformatore di accoppiamento, il cui rapporto deve essere il più elevato possibile; questo trasformatore non deve essere necessariamente di tipo ad alta fedeltà, ma bisogna che i suoi semi-avvolgimenti secondari siano perfettamente bilanciati. R serve per l'adattamento dell'impedenza d'entrata di T_1. R_2 e R_3 sono resistenze di valori identici, non critici, che possono esser compresi fra 10.000 e 100.000 Ω. Valori più elevati migliorerebbero l'isolamento del carico, ma ridurrebbero la tensione ai terminali del trasformatore.

R_1 è di circa 50.000 Ω. C_1 è compreso fra 0,01 e 0,1 μF. Il suo valore dipende dalle caratteristiche di T_1 e può essere determinato mediante un generatore BF ed un oscilloscopio.

Regolare il generatore a 1.000 Hz e collegare la sua uscita all'entrata del distorsiometro, e ad una entrata dell'oscilloscopio (verticale od orizzontale). Collegare l'altra entrata dell'oscilloscopio ad X_1 e sopprimere la deflessione interna. Selezionare il valore di C_1 in modo che facendo variare la posizione del potenziometro R_1, si ottenga sullo schermo una immagine che vari dalla linea diagonale ad un'elisse e quindi ad un cerchio.

Lo stadio mescolatore utilizza nello schema un 6N7, ma può essere utilizzato qualsiasi doppio triodo (6SL7, 6SN7, 12AT7, 12AU7, ecc.). R_4 e R_5 sono potenziometri di 500.000 Ω per il controllo del volume, R_5 può essere sostituito con un attenuatore a T, qualora si preferisse un attenuatore calibrato.

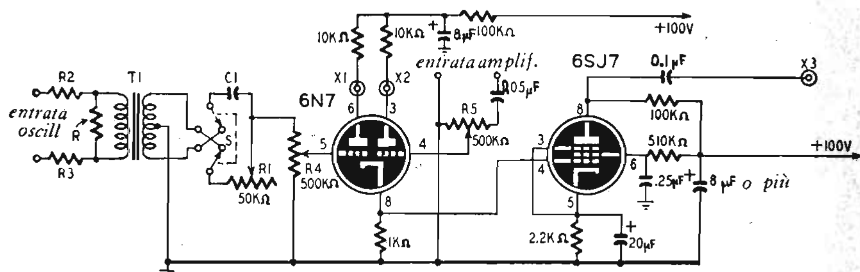


FIG. 105. - *Schema completo del distorsiometro.*

Il mescolatore di tipo catodo-follower non procura alcuna amplificazione, ma è esente da distorsione. X_1 e X_2 sono jack di prova per il controllo all'oscilloscopio. Il tubo 6SJ7 è montato in amplificatore convenzionale con accoppiamento a resistenza, ad eccezione della resistenza di catodo il cui valore è doppio del normale, poichè la griglia di comando, collegata al catodo del 6N7, è positiva. X_3 è il terminale per il voltmetro a valvola.

Collaudo e funzionamento.

Dopo la verifica del cablaggio e delle tensioni, collegare un voltmetro a valvola a X_3 e mettere in corto-circuito le due entrate del mescolatore. Qualunque lettura sul voltmetro è indice di un rumore di fondo o di un ronzio nello strumento che bisogna localizzare ed eliminare.

Effettuate queste operazioni, collegare un generatore all'*entrata oscillatore* e verificare l'azione di R_4 sulla tensione d'uscita. Si deve ottenere almeno 1 V attraverso il circuito sfasatore. Verificare in seguito l'amplificatore del mescolatore seguendo il medesimo procedimento.

Le misure di distorsione saranno eseguite nel seguente ordine:

1. Collegare il generatore all'entrata dell'amplificatore in prova e mettere a ponte il circuito sfasatore ai terminali d'entrata, come indica la figura 103. Regolare R_4 per ottenere la deviazione totale dell'indice sulla gamma di lettura più elevata del voltmetro elettronico inserito in X_3.

2. Disinserire il circuito sfasatore dall'entrata dell'amplificatore e mettere in corto circuito i suoi terminali d'entrata. Collegare la resistenza di

carico dell'amplificatore all'*entrata amplificatore* del mescolatore e regolare R_5 per ottenere la medesima lettura che al paragrafo 1.

3. Collegare l'entrata dello sfasatore ai terminali d'entrata dell'amplificatore e regolare R_1 per ottenere la minima lettura. Se l'indice del voltmetro a valvola devia a fondo, invertire S e ritoccare R_1 per ottenere la tensione minima di uscita.

4. Ripetere le regolazioni 1, 2 e 3 sino ad ottenere il minimo assoluto di lettura. La lettura finale rappresenterà la distorsione armonica in volt. Per ottenere la massima precisione, il voltmetro a valvola non sarà inserito sulla scala di lettura inferiore se non dopo che le operazioni 1, 2 e 3 saranno state completate.

La tensione finale potrà essere convertita in percentuale mediante la formula:

$$\text{Distorsione in } \% = 100 \frac{E_{min}}{E_{mass}}$$

La distorsione propria del generatore non influenza la precisione delle misure poichè il segnale originale è totalmente annullato nel mescolatore, a condizione che la neutralizzazione finale sia accurata.

Finito di stampare da
La Varesina Grafica
Varese - nel 1960